

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Факультет інформатики та обчислювальної техніки
Кафедра технічної кібернетики

«На правах рукопису»

УДК 004.4

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ І.Р. Пархомей

(підпис)

“ _____ ” _____ 2019 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності 126 «Інформаційні системи та технології»

на тему: Підвищення ефективності заводозахисту системи керування платформою робота

Виконав: студент другого курсу, групи ІК-82мп

(шифр групи)

_____ Дибань Андрій Васильович

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Науковий керівник професор, д.т.н., професор Пархомей І.Р.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

(підпис)

Консультант

_____ (назва розділу)

_____ (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

(підпис)

Рецензент

_____ (посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент _____

(підпис)

Київ – 2019 року

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Факультет інформатики та обчислювальної техніки
Кафедра технічної кібернетики
Рівень вищої освіти – другий (магістерський)
Спеціальність 126 «Інформаційні системи та технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
_____І.Р. Пархомей
(підпис)
«__» _____ 2019 р.

**ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту**

Дибаню Андрію Васильовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації «Підвищення ефективності завадо захисту системи керування платформою робота»,
науковий керівник дисертації професор, д.т.н., професор Пархомей І. Р.,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «28» 10 2019 р. № 3770-с

2. Термін подання студентом дисертації 18.11.19

3. Об'єкт дослідження – завадо захист системи керування платформою робота.

4. Предмет дослідження – алгоритм цифрової фільтрації сигналів завадо захисту робота.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити – аналіз ефективності завадо захисту робота; розробка рекомендацій щодо підвищення ефективності завадо захисту робота; оцінка ефективності розробленої системи завадо захисту робота; оцінка показників ефективності розробленої системи; пропозиції щодо технічної реалізації системи завадо захисту робота на новій елементарній базі.

6. Орієнтовний перелік ілюстративного матеріалу – _____

7. Орієнтовний перелік публікацій – дві публікації.

8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
НК	Пасько В.П., доцент		
Перевірка на співпадіння	Лісовиченко О.І., доцент		

9. Дата видачі завдання _____

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналіз ефективності завадо захисту	02.09.2019 - 12.09.2019 р.	
2	Розробка рекомендацій щодо підвищення ефективності завадо захисту робота	13.09.2019 - 14.09.2019 р.	
3	Розробка структури системи завадо захисту робота	15.09.2019 - 20.09.2019 р.	
4	Розробка алгоритмів функціонування системи завадо захисту робота	21.09.2019 - 25.09.2019 р.	
5	Оцінка ефективності розробленої системи завадо захисту робота	30.09.2019 - 06.10.2019 р.	
6	Модулювання процесу функціонування розробленої системи завадо захисту робота	07.10.2019 - 13.10.2019 р.	
7	Маркетинговий аналіз стартап-проекту	14.10.2019 - 20.10.2019 р.	
8	Висновки	21.10.2019 - 27.10.2019 р.	

Студент

(підпис)

А. В. Дибань

(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

(підпис)

І. Р. Пархомей

(ініціали, прізвище)

АНОТАЦІЯ

Метою дисертації є розробка системи керування платформою робота з ефективним застосуванням цифрової фільтрації сигналу керування та підвищення ефективності заводозахисту. В роботі розглянуто і проаналізовано методи цифрової фільтрації сигналів за традиційних алгоритмів перетворення сигналу та з застосуванням алгоритмів швидкого перетворення Фур'є, що дозволяє використовувати технології планування стійкого управління елементами робота.

В результаті було розроблено систему цифрової фільтрації, яка складається з модулів перетворення аналогового сигналу на цифровий, застосування швидкого перетворення Фур'є в фільтрі, застосування оберненого перетворення Фур'є та перетворення цифрового сигналу в аналоговий.

На основі проведених досліджень варто зазначити, що для збільшення швидкодії ШПФ запропонована наступна ідея: обчислювальний процес потрібно організувати таким чином, щоб на кожній стадії дані для обробки можна було б зчитувати з пам'яті послідовно. Для цього на попередній стадії результати обчислень потрібно зберігати в необхідному порядку.

Розглянутий алгоритм був реалізований на процесорі ARM Cortex M3. Час виконання перетворення Фур'є для 128 точок (вхід - комплексні 16-бітові цілі числа в форматі Q15 нормовані на половину діапазону, для запобігання переповнення після кожної стадії дані діляться на два) включаючи збереження контексту склала 1900 тактів (менше 15 тактів на точку). Цей результат на 20% швидше найкращого з відомих результатів (2400 тактів, менш 19 тактів на точку) для алгоритмів обчислення «на місці».

Розмір пояснювальної записки – 114 аркушів, містить 41 ілюстрацій, 23 таблиць та 7 додатків.

Ключові слова: система керування, алгоритм швидкого перетворення Фур'є, фільтрація сигналу.

ABSTRACT

The aim of the dissertation is to develop a platform management system to work with the effective use of digital filtering control signal and increase the efficiency of interference. The paper examines and analyzes methods for digital signal filtering using traditional signal conversion algorithms and using Fourier transform algorithms, which allows the use of scheduling technologies for robust control of robot elements.

As a result, a digital filtering system was developed, consisting of analog-to-digital conversion modules, rapid Fourier transform in the filter, inverse Fourier transform, and digital-to-analog conversion.

Based on the conducted research, it should be noted that in order to increase the FFT performance, the following idea is proposed: the computational process should be organized in such a way that at each stage the processing data can be read from memory sequentially. To do this, the calculation results must be stored in the correct order in the previous stage.

The considered algorithm was implemented on the ARM Cortex M3 processor. 128-point Fourier Transform Time (Input - 16-bit Q15 integers are half-normalized, to prevent data overflow after each stage, the data is split by two) including context preservation of 1900 cycles (less than 15 cycles per point). This result is 20% faster than the best known result (2,400 cycles, less than 19 cycles per point) for on-site algorithms.

Size explanatory notes – sheets 114, contains 41 illustrations, 23 tables and 7 appendixes.

Keywords: control system, fast Fourier transform algorithm, signal filtering.

Пояснювальна записка до магістерської дисертації

на тему: Підвищення ефективності заводозахисту системи керування
платформною роботою

Київ – 2019 року

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень.....	8
ВСТУП.....	9
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАВАДОЗАХИСТУ РОБОТА.....	11
1.1 Принципи побудови системи завадозахисту робота.....	11
1.2 Оцінка ефективності сучасних систем завадозахисту робота.....	16
1.3 Можливі шляхи підвищення ефективності завадозахисту робота.....	23
Висновки до розділу.....	24
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА РЕКОМЕНДАЦІЙ ЩОДО ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАВАДОЗАХИСТУ РОБОТА.....	28
2.1 Розробка структури системи завадозахисту робота.....	28
2.2 Розробка алгоритмів функціонування системи завадозахисту робота.....	35
Висновки до розділу.....	45
РОЗДІЛ 3. ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ РОЗРОБЛЕНОЇ СИСТЕМИ ЗАВАДОЗАХИСТУ РОБОТА.....	47
3.1 Моделювання процесу функціонування розробленої системи завадозахисту робота.....	47
3.2 Оцінка показників ефективності розробленої системи.....	55
3.3 Пропозиції щодо технічної реалізації системи завадозахисту робота на новій елементній базі.....	63
Висновки до розділу	73
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП ПРОЕКТУ.....	75
4.1. Опис ідеї проекту.....	75
4.2. Технологічний аудит ідеї проекту.....	78
4.3. SWOT-аналіз проекту.....	78
4.4. Розроблення ринкової стратегії проекту.....	83
4.5. Обґрунтування ресурсів та витрат проекту.....	86
4.6. План робіт та партнери проекту.....	89
4.7. Грошовий потік та економічна оцінка проекту.....	90

Висновки до розділу.....	93
ВИСНОВКИ.....	94
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	97
ДОДАТКИ.....	100

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ВС – вимірювальна система

ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема

САК – система автоматичного керування

ЦФ – цифровий фільтр

ФК – фільтр Калмана

ФФ – фільтр Фур'є

АЦП – аналого-цифровий перетворювач

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач

ЦОМ – цифрова обчислювальна машина

ЕОМ – електронна обчислювальна машина

СКП – середньоквадратична похибка

СКВ – середньоквадратичне відхилення

ПУ – початкові умови

ВСТУП

Сучасні роботи (зокрема промислові) оснащені системами керування, які реалізують різні траєкторії руху з урахуванням впливу зовнішнього середовища, можливої протидії впливів, а також зміни стану самого робота.

Рішення задач управління роботів багато в чому визначається рівнем точності вимірювальних систем. При управлінні промисловим роботом джерелом вхідних інформаційно-вимірювальних сигналів є різні системи сенсорів та датчиків, зокрема датчики положення, швидкості руху, прискорення, обертів та інші.

Сучасні вимірювальні пристрої мають похибки, зумовлені різними факторами. Такі фактори, зокрема, спричинені дією різного роду флуктуацій – випадкових відхилень фізичних величин від реальних значень. Такі відхилення спричиняють похибки, зокрема похибки вимірювань. Ці похибки можна компенсувати за допомогою конструкторських і алгоритмічних методів. Так реалізація конструкторських методів вимагає значного часу і нової технологічної бази, алгоритмічні методи можуть реалізовуватись легше. Ці методи загалом дозволяють підвищити точність серійних вимірювальних систем.

Алгоритмічні методи підвищення точності вимірювань, як правило, включають алгоритми оцінювання, управління, прогнозу і комплексування. При функціонуванні вимірювальних пристроїв роботів на тривалих інтервалах часу без корекції від зовнішніх вимірювальних систем робочого середовища для компенсації похибок автономної ВС використовують способи формування коригуючого сигналу на основі інформації з датчиків положення, швидкості, формують компенсаційні сигнали за допомогою алгоритмів фільтрації.

Фільтрацією називається процес зміни частотного спектра сигналу в деякому бажаному напрямку. Цей процес може привести до посилення або

ослаблення частотних складових в деякому діапазоні частот, до придушення або виділення якоїсь конкретної складової.

Пропонується в якості алгоритму оцінювання розглянути декілька методів компенсації флуктуацій – фільтрації завад, в тому числі фільтру Калмана, так як він призначений для мінімізації дисперсії оцінки векторного випадкового процесу, що змінюється в часі та фільтру на основі перетворення Фур'є. Також необхідно провести його аналіз, розглянути структуру та алгоритм роботи. На основі цих даних провести роботу з можливого удосконалення такої системи, при цьому провести симуляцію та оцінку ефективності, в порівнянні з існуючим методом.

Перевірка працездатності та ефективності алгоритмів здійснюється за допомогою моделювання за даними експерименту. Перевірка працездатності алгоритмів проведена з використанням даних експерименту з симуляції системи у середовищі MatLab SIMULINK.

Також розглядається можливість реалізації такої системи на основі інтегральних схем – ПЛІС. Програмовані логічні інтегральні схеми (ПЛІС) завдяки своїм перевагам отримали широке застосування в різних областях. Ця елементна база високого ступеня інтеграції дозволяє розробнику за короткий час створити на основі стандартних компонент пристрою обробки сигналів з високою швидкістю і низьким споживанням. На базі ПЛІС можуть бути виготовлені логічні блоки і пристрої, наприклад, перетворювачі кодів, контролери, помножувачі, сигнальні процесори з не дуже складними алгоритмами.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАВАДОЗАХИСТУ РОБОТА

1.1. Принципи побудови системи завадозахисту робота

Системи керування роботом можуть перебувати під впливом на вхідні сигнали. Завадою або перешкодою називають сторонній небажаний вплив, який заважає правильному прийому сигналу. Джерела перешкод чи завад можуть бути зовнішніми чи внутрішніми по відношенню до системи передачі.

У системах керування роботом є динамічні помилки та помилки, викликані впливом завад. Основними причинами завад є такі: похибки вимірювань координат чи станів системи управління; активні і пасивні завади в інформаційних каналах, внутрішні збурення в системі управління. Вибираючи параметри систем, необхідно оцінювати характер та величини завад, що діють в системах, для зниження втручання завад у роботу систем управління.

Причиною несподіваних перешкод є різноманітні флуктуації. Флуктуації – це випадкові відхилення фізичних величин від середніх значень. В електричних колах постійного струму джерелом шуму можуть бути коливання струму, спричинені дискретною природою заряджених частинок – іонів та електронів. Часто джерелом шуму є флуктуації, утворені тепловим рухом частинок. Випадковий тепловий рух заряджених частинок у провідниках спричиняє різницю потенціалів на кінцях провідників, яка коливається на рівні нуля, а її середній квадрат пропорційний до абсолютної температури. Ця завада називається тепловим шумом.

Отже, сигнал обов'язково включає небажані перешкоди, зумовлені флуктуаціями як результатом дискретної будови речовин та статистичної природи ряду фізичних величин.

Отже, будь-який сигнал містить в своєму складі завади і флуктуації, спричинені дискретною будовою речовини та статистичною природою фізичних величин. Більшість фізичних величин є результатом усереднення дій великої кількості елементарних частинок, що керуються законами ймовірності. Тому завади від флуктуацій фізичних величин повністю виключити неможливо, але варто оцінювати відносні величини відхилень для виключення дії завад на сигнали.

Завади в системах керування описуються методами теорії ймовірностей. Функція випадкова, якщо її значення визначаються деяким експериментом і залежно від його результату можуть бути різними. Випадкова функція часу називається випадковим процесом. Реалізацією випадкового процесу називається функція, в яку перетворюється процес в результаті експерименту.

Розглянемо вплив перешкоди $n(t)$ на замкнену лінійну систему керування робота (Рис.1.1.). Припустимо, енергетичний спектр $G_n(\omega)$ перешкоди відомий та відображає розподіл потужності перешкоди по осі частот:

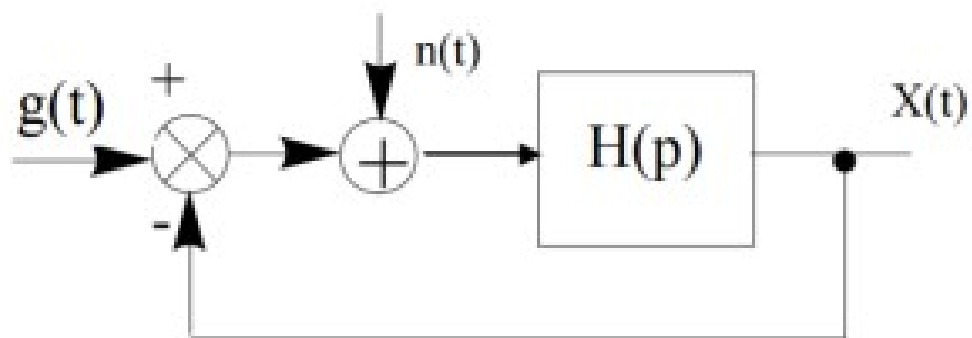


Рис.1.1. Замкнута система керування

Визначимо дисперсію похибки, яка виникає під дією перешкоди $n(t)$. Знаходимо енергетичний спектр на виході системи:

$$G_{\text{вих}}(\omega) = |W(p)|^2 G_n(\omega),$$

де $W(p) = \frac{H(p)}{1 + H(p)}$ – передавальна функція замкнутої системи керування.

Знаходимо кореляційну функцію перешкоди на виході системи за допомогою зворотного перетворення Фур'є:

$$R_{\text{вих}}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{вих}}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega$$

Врахуємо, що дисперсія $\sigma_{\text{вих}}^2 = R_{\text{вих}}(0)$, одержимо остаточний вираз для дисперсії похибки системи керування:

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{вих}}(\omega) d\omega$$

Часто перешкоди в системах управління мають широкий діапазон. Тоді їх зручно представляти у вигляді «білого шуму» - процесу з постійним енергетичним спектром: $G(\omega) = N_0$.

Кореляційна функція білого шуму:

$$R(\tau) = N_0 \delta(\tau),$$

де $\delta(\tau)$ – імпульсна дельта – функцією. Отже, значення «білого шуму», чії значення є близькими, не зв'язані одне із одним.

Згідно зі сказаним раніше, в системі управління роботом діють перешкоди $n(\tau)$, спричиняючи помилки вхідного сигналу. Дисперсія $\sigma_{\text{вих}}^2$ вихідного сигналу системи управління характеризує вплив перешкод:

$$\sigma_{\text{вих}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_n(j\omega)|^2 G_n(\omega) d\omega,$$

де $W_n(j\omega)$ – передаточна функція по заваді;

$G_n(\omega)$ - енергетичний спектр завади.

Перешкоди у системах автоматичного керування зазвичай представляють як «білий шум» із постійним на всіх частотах енергетичним спектром $G_n(\omega) = N_0$. Передавальна функція по заваді $W_n(j\omega)$ співпадає з передавальною функцією $W(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1+H(j\omega)}$ замкнутої системи автоматичного керування у випадку, якщо завади діють на вхід системи.

Так як в системах керування роботом виникають помилки із-за дії завад та динамічні помилки, для оцінки якості системи керування використовують середній квадрат сумарної помилки:

$$\epsilon_c^2 = \epsilon_{вст}^2 + \sigma_\epsilon^2 + \sigma_{вих}^2,$$

залежний від параметрів $\dot{a} = (a_1, a_2, \dots, a_m)^T$ системи. Параметри \dot{a} повинні бути такими, щоб виконувалась умова мінімуму квадрату сумарної помилки $\min_a \epsilon_c^2$. Тоді можна говорити про оптимізацію параметрів системи керування за критерієм мінімуму квадрата сумарної похибки.

Розглянемо приклад дії флуктуацій системи приводу руля промислового робота, показаної на рис.1.2.

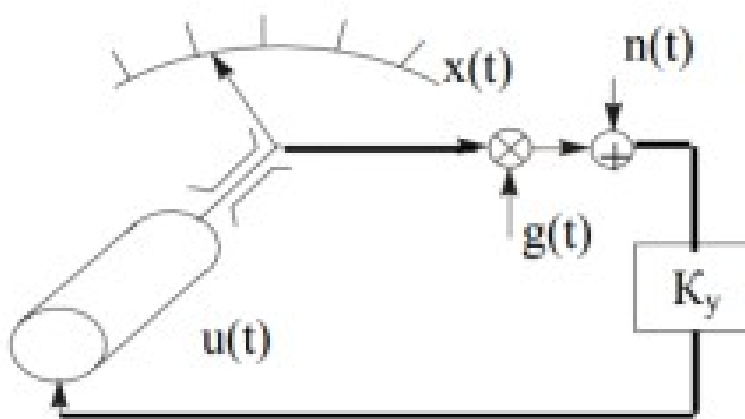


Рис.1.2. Система приводу рулювання

Вхідним сигналом $g(t)$ є задана траєкторія руху, що повторюється поворотом валу двигуна на кут $x(t)$. Перешкода $n(t)$ тут описує похибку вимірювання кута $x(t)$.

Покажемо спрощену еквівалентну схему рис.1.3.

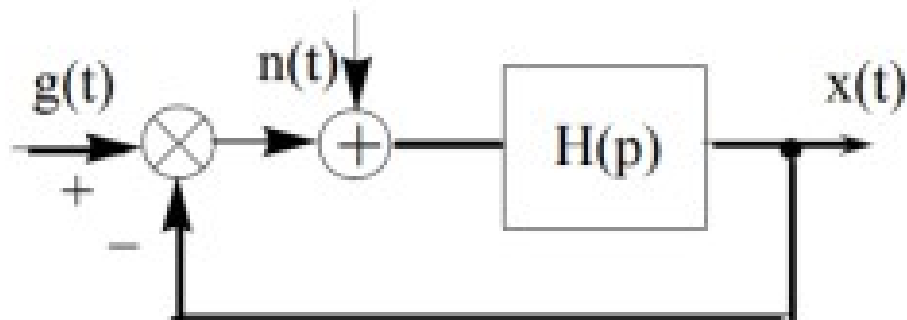


Рис.1.3. Еквівалентна схема системи автоматизованого керування

Тут $H(p) = \frac{k}{p(1+pT)}$, $k=K_y K_{дв}$ – коефіцієнт передачі системи; T – стала

часу двигуна.

Нехай лінійна функція $g(t) = Vt$ описує лінійну траєкторію руху. Тоді динамічні похибки системи з одним інтегратором: $\epsilon_{вст} = V/k$. Коефіцієнт підсилення k обернено пропорційний до величини динамічної похибки в усталеному режимі.

Проведемо апроксимацію завади «білим шумом» із спектральною щільністю $G_n(\omega) = N_0$. Знаходимо, що:

$$G_{вих}(\omega) = \left| \frac{H(j\omega)}{1+H(j\omega)} \right|^2 N_0,$$

$$\sigma_\epsilon^2 = \frac{N_0 K}{2}.$$

Можна зробити висновок, що для зниження впливу завад доводиться знижувати коефіцієнт підсилення k . При цьому збільшується інерційність системи управління.

Визначимо квадрат сумарної похибки:

$$\epsilon_c^2 = \epsilon_{вст}^2 + \sigma_{вих}^2 = \frac{V^2}{k^2} + \frac{N_0 k}{2}.$$

Графік залежності $\epsilon_c^2 = \epsilon_c^2(k)$ показано на рис.1.4.

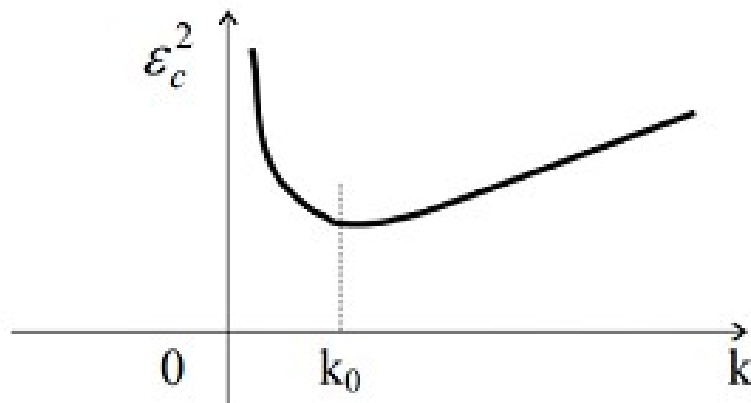


Рис. 1.4. Залежність сумарної похибки

Визначимо оптимальний параметр k , при якому сумарна похибка найменша. Диференціюємо ε_c^2 , прирівнюємо до нуля похідну:

$$\frac{d\varepsilon_c^2}{dk} = \frac{-2V^2}{3k} + \frac{N_0}{2} = 0,$$

далі

$$k_0 = \sqrt[3]{\frac{4V^2}{N_0}}.$$

Знаходження оптимального $k = k_0$ розв'язує задачу оптимізації системи керування за параметром k .

Середній квадрат похибки є сумарним показником якості для цієї системи:

$$\varepsilon_c^2 = \sigma_\varepsilon^2 + \sigma_{\text{вих}}^2 = \frac{a\sigma_g^2}{a+k} + \frac{N_0 k}{2}$$

Залежність ε_c^2 від k показана на рис.1.4. Кінцеве значення ε_c^2 ($k=0$), тоді вихідний сигнал системи $x(t) \equiv 0$ і кінцева дисперсія динамічної похибки:

$$\sigma_\varepsilon^2 = M\left[(x(t) - g(t))^2\right] = \sigma_g^2.$$

З умови $\frac{d\varepsilon_c^2}{dk} = 0$ можна визначити точку мінімуму середнього квадрата.

Найкраща робота системи автоматичного управління забезпечується знайденим оптимальним значенням k_0 при розглянутих моделях перешкод та вхідного сигналу.

1.2 Оцінка неефективності сучасних систем завадозахисту робота

З метою розв'язання питання захисту системи керування роботом від різнорідних флуктуацій та спричинених ними перешкод, шумів та завад вхідного сигналу слід проаналізувати проблему синтезу оптимальних систем керування - систем із найменшою кількістю помилок при певних зовнішніх впливах.

Розв'язання проблеми оптимізації характеристик системи керування не охоплює пошук оптимальної будови системи керування. Цікавить питання включення до системи керування інтегратора, аперіодичної ланки, тощо: якою буде зміна сумарної похибки при цьому? Які ланки мають бути в складі системи керування для оптимальної роботи під впливом перешкод?

Для розв'язання задачі синтезу оптимальної будови ситеми керування поміситмо перешкоду на її вході і покажемо систему у вигляді як на рис.1.5.

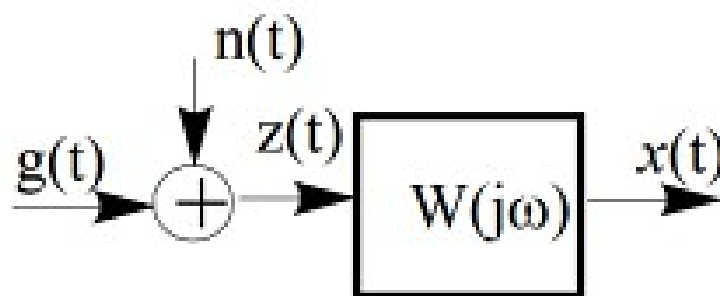


Рис.1.5. Замкнена система управління

Тут $W(j\omega)$ – довільна передавальна функція замкненої системи керування. Їй відповідає імпульсна перехідна характеристика $h(\tau)$.

Шляхом реалізації стандартного випадкового процесу із заданими математичними сподіваннями, кореляційною функцією $R_g(\tau)$ та дисперсією опишемо вхідні сигнали $g(t)$.

Середній квадрат похибки системи керування в такій постановці є критерієм оптимальності:

$$\sigma_\varepsilon^2 = M \{ (x(t) - g(t))^2 \}$$

Визначимо будову системи керування, за якої досягається найменший квадрат похибки, якщо відомі параметри вхідного сигналу $R_g(\tau)$ і завад $R_n(\tau)$. Отже, мінімізувати середній квадрат помилки σ_ε^2 потрібно не за характеристиками певної системи, а за її будовою, яка визначається невідомою функцією передачі $W(j\omega)$ чи імпульсною перехідною характеристикою $h(\tau)$. Отже, стоїть завдання визначити будову такої ситеми

керування, для якої визначається $\min_{h(\tau)} \sigma_0^2, \text{de } h(\tau)$ – усі можливі перехідні імпульсні характеристики.

Запишемо за допомогою інтегралу згортки реакцію лінійної системи на вхідний вплив $z(t)=g(t)+n(t)$:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) z(t-\tau) d\tau$$

Визначаємо середній квадрат похибки, підставивши $x(t)$:

$$\begin{aligned} \sigma_0^2 &= M \left\{ \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) z(t-\tau) d\tau - g(t) \right)^2 \right\} = \\ &= M \left\{ \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) z(t-\tau) d\tau - g(t) \right)^2 - 2g(t) \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) z(t-\tau) d\tau + g^2(t) \right\} \end{aligned}$$

Тепер через інтеграли від кореляційних функцій виразимо всі три доданки:

$$M \left\{ g(t) \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) z(t-\tau) d\tau \right\} = M \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) g(t) z(t-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) M \{ g(t) z(t-\tau) \} d\tau$$

Так як

$$M \{ g(t) z(t-\tau) \} = M \{ g(t)(t-\tau) \} + M \{ g(t)n(t-\tau) \} = R_g(\tau), M \{ g^2(t) \} = \sigma_g^2$$

то

$$\sigma_0^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) h(\nu) (R_g(\tau-\nu) + R_n(\tau-\nu)) d\nu d\tau - 2 \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) R_g(\tau) d\tau + \sigma_g^2$$

Застосувавши методи варіаційного числення, знаходимо імпульсну перехідну характеристику $h_0(\tau)$ для найменшого σ_0^2 . Представимо $h(\tau)$ у вигляді $h(\tau) = h_0(\tau) + \gamma \chi(\tau)$, де $\chi(\tau)$ – приріст імпульсної характеристики.

Умова мінімуму σ_0^2 :

$$\frac{d\sigma_0^2}{d\gamma} \equiv 0 / \gamma_0.$$

Після диференціювання:

$$2 \int_{-\infty}^{\infty} \chi(\tau) \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(\nu) (R_g(\tau-\nu) + R_n(\tau-\nu)) d\nu - R_g(\tau) \right) d\tau \equiv 0.$$

Враховуючи довільний характер $\chi(\tau)$, отримуємо інтегральне рівняння для перехідної характеристики оптимальної системи управління:

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(\nu) (R_g(\tau - \nu) + R_n(\tau - \nu)) d\nu = R_g(\tau).$$

Цей вираз вперше одержав Н. Вінер. Схоже рівняння для дискретного часу вивів О.М. Колмогоров. Рівняння Вінера для стаціонарних процесів розв'язується за допомогою перетворення Фур'є:

$$W(\omega)(G_g(\omega) + G_n(\omega)) = G_g(\omega)$$

$$W(\omega) = \frac{G_g(\omega)}{G_g(\omega) + G_n(\omega)}.$$

Отже, енергетичний спектр $G_g(\omega)$ вхідного сигналу, можливі траєкторії руху об'єкту керування та енергетичний спектр завади $G_n(\omega)$, яка діє на систему, повністю визначають передавальну функцію оптимальної системи.

Розглянемо як приклад стаціонарний випадковий процес із кореляційною функцією $R_g(\tau) = \sigma_g^2 e^{-a|\tau|}$,

тут $\frac{1}{a}$ – інтервал кореляції корисного сигналу.

$G_n(\omega) = N_0$ – «білий шум».

Знаходимо спектр корисного сигналу, застосувавши перетворення Фур'є до кореляційної функції $R_g(\tau)$:

$$G_g(\omega) = \frac{2a\sigma_g^2}{\omega^2 + a^2}.$$

Тоді оптимальна система керування має передавальну функцію такого вигляду:

$$W(\omega) = \frac{G_g(\omega)}{G_g(\omega) + G_n(\omega)} = \frac{\frac{2a\sigma_g^2}{\omega^2 + a^2}}{\frac{2a\sigma_g^2}{\omega^2 + a^2} + N_0} = \frac{2q}{(\omega/a)^2 + (1 + 2q)},$$

тут $q = \frac{\sigma_g^2}{N_0 a^2}$ – відношення потужності корисної складової до потужності

завади у корисному сигналі.

За допомогою зворотного перетворення Фур'є знайдемо імпульсну перехідну характеристику:

$$h(\tau) = \frac{aq}{\sqrt{1+2q}} e^{-a|\tau|\sqrt{1+2q}}$$

Отже, ми одержали передавальну функцію та імпульсну характеристику оптимальної системи управління, для якої досягається мінімум середнього квадрату похибки, за заданими параметрами вхідних впливів та завад.

Описаний спосіб має деякі недоліки. Одним з недоліків є неможливість фізичної реалізації такої системи. Покажемо імпульсну перехідну характеристику оптимальної системи на рис.1.6.

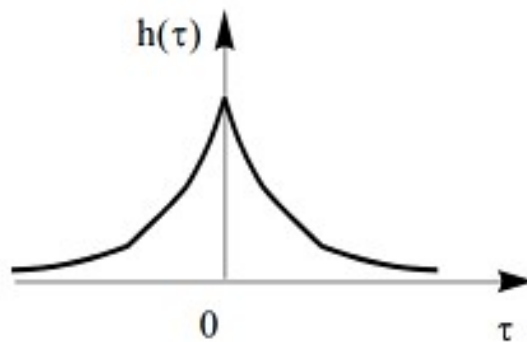


Рис.1.6. Імпульсна характеристика

Це реакція системи на імпульс у початку координат, але на практиці відгук може бути лише після появи вхідного впливу: $h(\tau) \equiv 0, \tau < 0$.

Серйозним недоліком є вимога стаціонарності вхідних збурень, через що не можна аналізувати систему керування роботом, адже таке керування залежить від навантаження.

В стаціонарному режимі неможливо враховувати перехідні процеси на початку роботи системи управління. Та й розв'язок рівняння Н. Вінера часто є занадто складним.

Значна перевага рівнянь Н. Вінера – в простоті заходження дисперсії похибки оптимальної системи автоматичного управління, а саме мінімально досяжної дисперсії похибки при певних параметрах сигналів та завад. Можна

оцінити реальну ефективність певної системи шляхом порівняння дисперсії похибки системи з отриманим граничним значенням у вигляді величини програшу $Q = \sigma_0^2 / \sigma_{0min}^2$ по відношенню до оптимальної системи автоматичного керування.

Знаходимо мінімальну дисперсію похибки, підставивши у формулу імпульсну перехідну характеристику $h(\tau)$ оптимальної системи управління:

$$\sigma_{0min}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(v)h(\tau)R_z(\tau - v)dv d\tau - 2 \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)R_g(\tau)d\tau + \sigma_g^2$$

Із розв'язку інтегрального рівняння Н. Вінера

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(v)R_z(\tau - v)dv = R_g(\tau)$$

Тут $R_g(\tau - v) + R_h(\tau - v)$.

Далі запишемо вираз для дисперсії похибки:

$$\begin{aligned} \sigma_{0min}^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(v)R_z(\tau - v)dv - R_g(\tau) \right) d\tau - \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)R_g(\tau)d\tau + \sigma_g^2 = \\ &= \sigma_g^2 - \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)R_g(\tau)d\tau. \end{aligned}$$

Представимо заваду «білим шумом» з кореляційною функцією $R_n(v) = N_0\delta(v)$. Прирівнюючи $\tau=0$, одержуємо:

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(v) \left(R_g(v) + R_n(v) \right) dv = \sigma_g^2$$

Далі

$$\sigma_g^2 - \int_{-\infty}^{\infty} h(v)R_g(v)dv = \int_{-\infty}^{\infty} h(v)R_n(v)dv.$$

$$\sigma_{0min}^2 = \sigma_g^2 - \int_{-\infty}^{\infty} h(v)R_g(v)dv = \int_{-\infty}^{\infty} h(v)R_n(v)dv$$

Підставляємо $R_n(v) = N_0\delta(v)$:

$$\sigma_{0min}^2 = N_0 h(0).$$

Імпульсна перехідна характеристика $h(\tau)$ представлена у вигляді графіка на рис.1.6. Це реагування системи на дію короткого імпульсу в момент часу $\tau=0$, що фізично не може бути реалізовано.

Тому необхідно модифікувати рівняння Н. Вінера, щоб одержати на його базі системи, які можуть бути реалізовані на практиці.

Отже, уявімо синтезовану систему у вигляді рис.1.7.

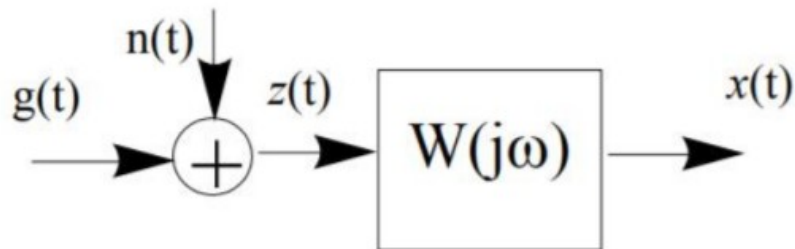


Рис.1.7. Фізично нереалізована система автоматичного управління

За умови, що вплив $z(t)$ – це «білий шум», тоді при $\tau < 0$ імпульсну перехідну характеристику оптимальної реалізованої системи прирівнюємо до нуля.

Зводимо задачу до побудови системи керування із білим шумом на вході $z_1(t)$, додатково зробивши перетворення з коефіцієнтом передачі $H_1(j\omega)$ для реальних впливів $z(t)$ (рис.1.8.)

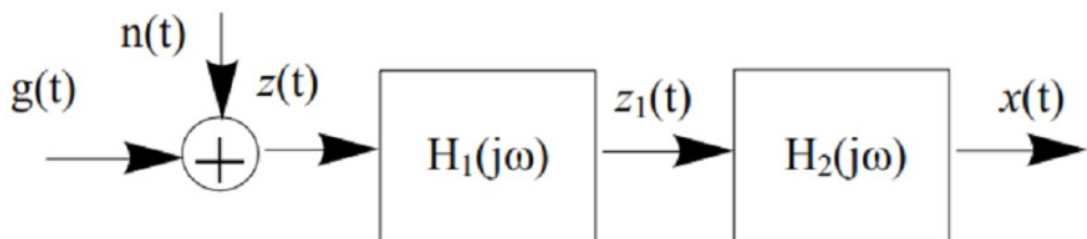


Рис.1.8. Фізично реалізована система

Знаходимо передавальну функцію $H_2(j\omega)$, виділяючи її реалізовану частину $H_{2p}(j\omega)$, використовуючи рівняння Н. Вінера. Представимо в такому

вигляді загальну передавальну функцію фізично реалізованої оптимальної системи:

$$W(j\omega) = H_1(j\omega) H_{2p}(j\omega)$$

Стоїть завдання перетворення $z(t)$ в «білий шум», використовуючи фільтр.

Задано енергетичний спектр $G_z(\omega) = G_g(\omega) + G_n(\omega)$. За умови $G_z(\omega) |H_1(j\omega)|^2 = N_1$, де N_1 – спектральна щільність «білого шуму» z_1 , наприклад, $N_1 = 1$. Представимо енергетичний спектр $G_z(\omega)$ як добуток $G_z(\omega) = \psi(j\omega) \psi(-j\omega)$, і також $|H_1(j\omega)|^2 = H_1(j\omega) H_1(-j\omega)$. Далі

$$\psi(j\omega) \psi(-j\omega) H_1(j\omega) H_1(-j\omega) = 1.$$

Фільтр з передавальною функцією виду $H_1(j\omega) = 1/\psi(j\omega)$ називається вибілюючим, бо перетворює вхідний вплив у «білий шум». Система з таким фільтром залишається оптимальною, бо можливе відновлення сигналу за допомогою фільтра з передавальною функцією $H_1(j\omega)$. Також можна побудувати оптимальну реалізовану систему, застосувавши перетворення $z(t)$ в білий шум $z_1(t)$. Виразимо передавальну функцію $H_2(j\omega)$ оптимальної нереалізованої системи із рівняння Вінера, виділяємо реалізовану частину - і таким чином одержуємо оптимальний реалізований фільтр Вінера. Найпростіший варіант

Найлегший варіант, коли перешкода $n(t)$ – це «білий шум» зі спектральною щільністю N_0 .

Запишемо передавальну функцію реалізованого оптимального фільтра:

$$W_p(j\omega) = 1 - \frac{\sqrt{N_0}}{\psi(j\omega)}.$$

Використовуючи формулу для передавальної функції реалізованої оптимальної системи управління, представляємо енергетичний спектр $G_z(\omega) = G_g(\omega) + N_0$ як добуток двох комплексно сполучених співмножників $G_z(\omega) = \psi(j\omega) \psi(-j\omega)$.

Отже, можна використовувати рівняння Н. Вінера для побудови фізично реалізованої системи автоматичного управління та оцінки її точнісних характеристик для сталих вхідних впливів і необмеженого часу спостереження.

1.3. Можливі шляхи підвищення ефективності завадозахисту робота

Розв'язання задачі синтезу реалізованої оптимальної системи, описане у попередньому підрозділі, забезпечує можливість визначення імпульсної перехідної характеристики $h(\tau)$ або передавальної функції $W_p(j\omega)$. Є ще одна модель створення оптимальної системи за допомогою диференціального рівняння. У 1959 році цю ідею висловив Р.Калман. Окрім простих у реалізації оптимальних систем автоматичного управління для деякого класу вхідних сигналів за методом Р. Калмана можна синтезувати оптимальні багатовимірні нестационарні системи автоматичного керування.

Розглянемо можливість визначення оптимальної системи шляхом складання диференційного рівняння.

Запишемо передавальну функцію оптимальної реалізованої системи управління у вигляді:

$$W_p(j\omega) = \frac{2q}{\sqrt{1+2q}(\sqrt{1+2q}+1)(1+j\omega T)},$$

де:

$$T = \frac{1}{a\sqrt{1+2q}}.$$

Тут вихідний сигнал:

$$x(p) = W_p(p)z(p).$$

Чи:

$$x(p) = \frac{2q}{\sqrt{1+2q}(\sqrt{1+2q}+1)(1+pT)} z(p).$$

Далі проводимо перетворення:

$$x(p) + pTx(p) = \frac{2q}{\sqrt{1+2q}(\sqrt{1+2q}+1)} z(p),$$

$$\frac{dx(t)}{dt} + \frac{1}{T}x(t) = \frac{2q/T}{\sqrt{1+2q}(\sqrt{1+2q}+1)} z(t),$$

$$\frac{dx(t)}{dt} + ax(t) = \frac{2aq}{(\sqrt{1+2q}+1)} (z(t) - x(t)),$$

Одержали диференціальне рівняння, що описує оптимальну систему:

$$\frac{dx(t)}{dt} = -ax(t) + VN_0^{-1}(z(t) - x(t)),$$

Тут

$$V = \sigma_{0P}^2 = \frac{2\sigma_g^2}{\sqrt{1+2q}+1}.$$

Покажемо структурну схему такої системи на рис. 1.9., де $K=VN_0^{-1}$.

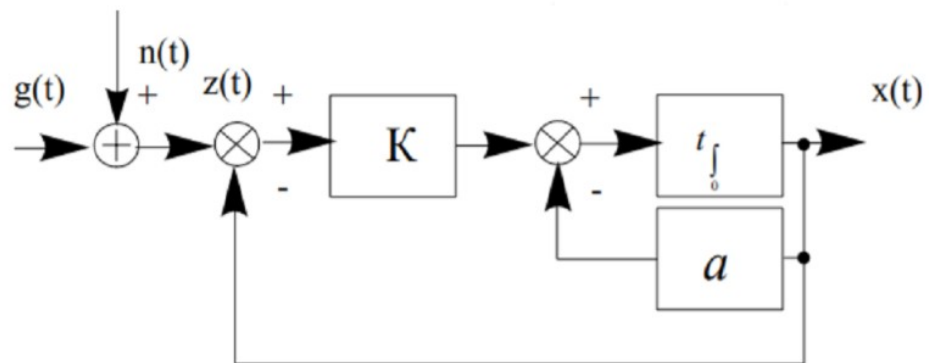


Рис.1.9. Структурна схема

Калмановим розв'язком є система оптимального керування із зворотним зв'язком. Перевагою є те, що структура системи залишається оптимальною, якщо навіть змінюються характеристики сигналів та завад у перехідних станах. Тоді оптимальна система (Рис.1.9.) стає системою із змінними параметрами $k=k(t)$ та $a=a(t)$.

За Калманом, частина системи управління визначається видом вхідного сигналу. Тобто, якщо спектр вхідного впливу $G_g(\omega) = \frac{2a\sigma_g^2}{\omega^2 + a^2}$, то вплив формується із «білого шуму» $\xi(t)$ за допомогою фільтра, який описується наступним рівнянням:

$$\frac{dg(t)}{dt} + ag(t) = a\xi(t).$$

Знаходимо енергетичний спектр N_ξ «білого шуму» $\xi(t)$, що формує сигнал $g(t)$ із даним спектром $G_g(\omega) = 2a\sigma_g^2/(\omega^2 + a^2)$. Здійснимо перетворення по Лапласу диференційного рівняння, одержуємо $pg + ag = a \xi(p)$ – енергетичний спектр.

Передавальна функція відповідного фільтра:

$$H_\varphi(p) = \frac{a}{p+a}$$

або $H_\varphi(j\omega) \sqrt{\square^2} = \frac{a^2}{\omega^2 + a^2}$. Отже, спектр сигналу $g(t)$ на виході фільтра $G_g(\omega)$
 $= N_\xi H_\varphi(j\omega) \sqrt{\square^2} = \frac{N_\xi a^2}{\omega^2 + a^2}$. Звідси для відповідності спектру вхідному впливу треба, щоб $N_\xi a^2 = 2a\sigma_g^2$ чи $N_\xi = 2\sigma_g^2/a$.

Розглянуте диференціальне рівняння можна показати як таке, що описує систему із зворотним зв'язком, як на рис.1.10.

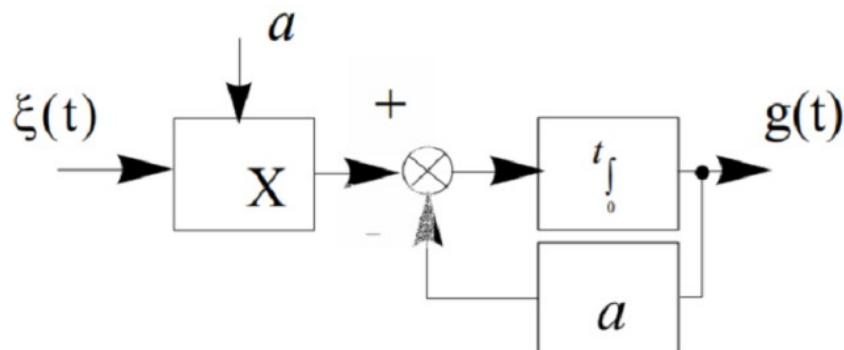


Рис.1.10. Система із зворотним зв'язком

Порівнюючи структурні схеми оптимальної системи автоматичного управління (Рис.1.9.) та одержаної системи (Рис.1.10) та їхні диференціальні

рівняння, бачимо повну відповідність формуючого фільтра і великої частини структури оптимальної системи.

Висновки до розділу

Дія завад зумовлена появою різнорідних флуктуацій, що оцінюється величиною дисперсії $\sigma_{\text{вих}}^2$ на виході системи керування роботом.

Для захисту системи керування роботом від дії флуктуацій треба створити оптимальну систему керування, в якій існують найменші похибки при заданих зовнішніх впливах.

Для розробника реальних систем керування корисними будуть структура оптимальної системи, порівняння конкретних систем з оптимальною за таким критерієм якості, як середній квадрат сумарної похибки.

На сьогодні широкого застосування отримало швидке перетворення Фур'є. Його переваги очевидні: перевагою Фур'є фільтрації є можливість у реальному масштабі часу аналізувати спектр сигналу, на базі цього аналізу гнучко підбирати параметри фільтра і спостерігати результат фільтрації з подальшим коригуванням параметрів фільтра, якщо в цьому є необхідність.

У швидкому перетворенні Фур'є час обчислень економиться за рахунок зменшення кількості множень, необхідних для аналізу кривої. У той час коли кількість множень має важливе значення просто тому, що операція множення виконується значно повільніше інших машинних операцій, таких як додавання, зчитування з пам'яті або запис даних в пам'ять.

У методі швидкого перетворення Фур'є крива ділиться на велике число рівномірно розподілених вибірових значень. Кількість операцій множення, необхідних для аналізу кривої, зменшується наполовину при такому ж зменшенні кількості точок. Наприклад, крива з 16 вибіровими значеннями зазвичай вимагає 16 в квадраті, або 256 множень. Але припустимо, що крива була поділена на два інтервали, по 8 точок в кожному. У цьому випадку

кількість множень, необхідних для аналізу кожного інтервалу, так само 82, або 64. В сумі для обох інтервалів отримуємо 128, або половину від початкової кількості.

Саме тому даний алгоритм перетворення обрано для подальшого дослідження.

РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА РЕКОМЕНДАЦІЙ ЩОДО ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАВАДОЗАХИСТУ РОБОТА

2.1 Розробка структури системи завадозахисту робота

Будемо керувати одночасно n вихідними сигналами системи $x_1(t), \dots, x_n(t)$. При цьому можна одержати сигнали з мінімальними відмінностями від заданих функцій – вхідних впливів:

$$\bar{g}(t) = \begin{pmatrix} g_1(t) \\ \dots \\ g_n(t) \end{pmatrix}.$$

Опишемо вхідні впливи системою диференціальних лінійних рівнянь стану:

$$\frac{d\bar{g}(t)}{dt} = A(t)\bar{g}(t) + V(t)\bar{\xi}(t),$$

де $A(t) - (n \times n)$ – матриця: $\begin{pmatrix} a_{11}(t) & \dots & a_{1n}(t) \\ a_{21}(t) & \dots & a_{2n}(t) \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{n1}(t) & \dots & a_{nn}(t) \end{pmatrix}$; $\bar{\xi}(t) = \begin{pmatrix} \xi_1(t) \\ \dots \\ \xi_n(t) \end{pmatrix}$ – «білий шум» із

енергетичним спектром кожної складової $N_{\xi_1}(t), N_{\xi_2}(t), \dots, N_{\xi_n}(t)$ відповідно.

$$V(t) - (n \times n) - \text{матриця} \begin{pmatrix} v_{11}(t) & \dots & v_{1n}(t) \\ v_{21}(t) & \dots & v_{2n}(t) \\ \dots & \dots & \dots \\ v_{n1}(t) & \dots & v_{nn}(t) \end{pmatrix}.$$

Багатовимірний сигнал $Z(t)$, що спостерігається, надходить на вхід системи управління. В оптимальній системі спостерігається мінімум сумарної помилки:

$$\sigma_0^2 = M\{(g_1 - x_1)^2\} + M\{(g_2 - x_2)^2\} + \dots + M\{(g_n - x_n)^2\}.$$

Опишемо будову оптимальної системи:

$$\frac{d\bar{x}}{dy} = A(t)\bar{x}(t) + K(t)(\bar{z}(t) - C(t)\bar{x}(t)),$$

$$\text{де } K(t) = V(t)N_0^{-1}C^T(t); N_0(t) = \begin{pmatrix} N_{01}(t) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & N_{02}(t) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & N_{0m}(t) \end{pmatrix},$$

$$\text{а } \frac{dV(t)}{dt} = A(t)V(t) + V(t)A^T(t) - V(t)N_0^{-1}V(t) + N_\xi(t).$$

Останнє рівняння – це диференціальне рівняння Ріккаті. Для його розв’язку необхідно використовувати ПК. Розв’язують дисперсійне рівняння Ріккаті до проведення експерименту, після цього значення матриці дисперсій $V(t)$ зберігають у пам’яті.

Система керування зберігає свою будову і у багатовимірному нестационарному випадку (Рис.2.1.). Це система, в якій утворюється похибка $\dot{z}(t) - C(t)\dot{x}(t)$. Сигнал похибки поступає на фільтр зі змінним коефіцієнтом посилення $K(t)$ та інтеграторами зі зворотним зв’язком.

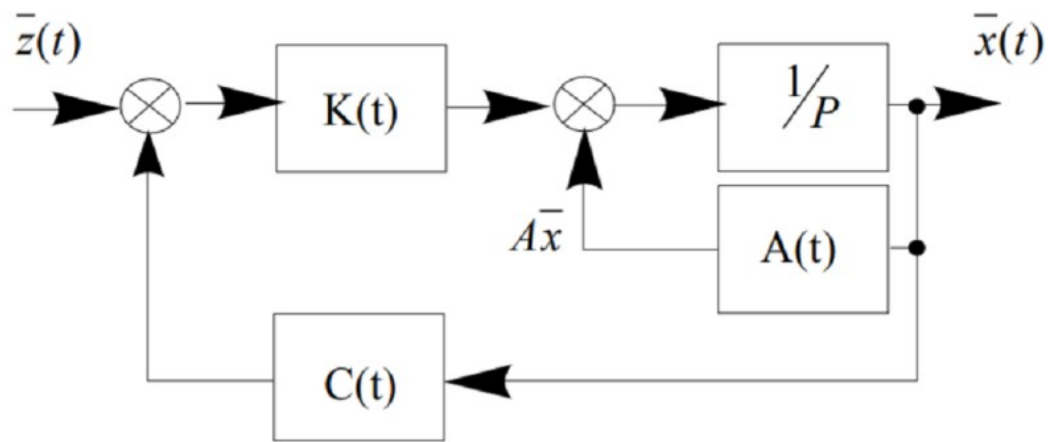


Рис.2.1. Структурна схема системи

Частина системи керування відповідає формуючому фільтрові.

Вхідний сигнал задається рівнянням:

$$\frac{d\bar{g}(t)}{dt} = -a\bar{g}(t) + \xi(t), t \geq 0,$$

$$\text{де } N_x(t) = 2as_g^2.$$

Рівняння Калмана запишемо у вигляді:

$$\frac{dx}{dt} = -ax + K(t)(z(t) - x(t)), t \geq 0,$$

$$\text{де } K(t) = V(t)N_0^{-1};$$

$$\frac{dV(t)}{dt} = -2aV(t) + V^2N_0^{-1} + N_\xi.$$

Коефіцієнт посилення $K(t)$ залежить від часу. Фільтр Калмана є оптимальним для кожного моменту часу та враховуються перехідні процеси в системі управління. Залежність $V(t)$ покажемо на рис.2.2.

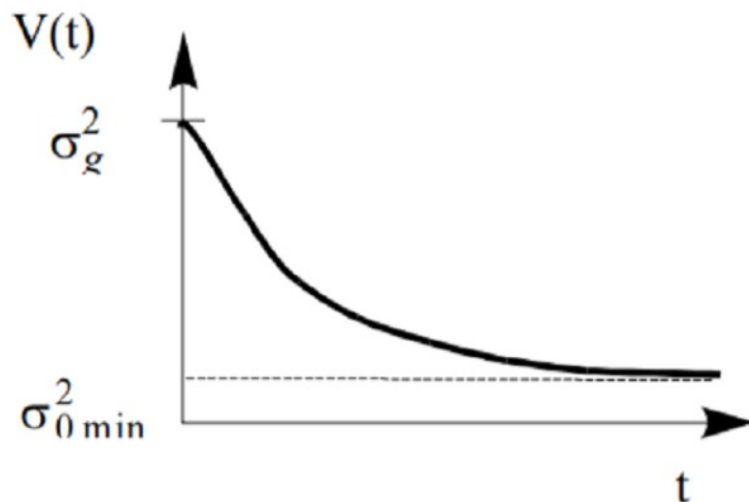


Рис.2.2. Коефіцієнт підсилення

Існує велика неузгодженість між вихідним сигналом $x(t=0)=0$ системи управління і заданою траєкторією руху $g(t=0)=g(0)$ в початковий момент часу. Через це коефіцієнт посилення $K(t=0)=\sigma_g^2/N_0$ при $t=0$ найбільший. В процесі роботи відбувається зменшення динамічної помилки та зменшення коефіцієнта: він прагне до значення $\sigma_{0\min}^2$, яке знаходимо за умови $\frac{dV(t)}{dt}=0$ в сталому режимі.

Одержимо з рівняння Ріккати: $-2aV - V^2 N_0^{-1} + N_\xi = 0$. Розв'язок цього рівняння $\sigma_{0min}^2 = V = \frac{2\sigma_g^2}{\sqrt{1+2q+1}}$ збігається з величиною дисперсії похибки реалізованого стаціонарного фільтра Вінера.

Різницею між одномірним та багатомірним випадком полягає врахування перехідного процесу та вибір оптимальних параметрів системи керування у будь-який момент часу.

Ідеальне оптимальне керування вимагає точних знань про вхідні впливи і параметри перешкод. Реальні значення параметрів не відомі точно. Значна кількість розрахунків при використанні високоточних моделей змушують застосовувати грубіші і простіші наближення до реальних процесів.

Наведені причини викликають відхилення дійсних характеристик ефективності від розрахункових. Величина відхилень дійсних параметрів системи керування від потенційних за рахунок зміни параметрів зовнішніх впливів є чутливістю системи керування.

Нехай Q – показник якості, або середній квадрат похибки системи, що залежить від параметра a вхідного сигналу. При відхиленні a від заданого значення Q теж відхиляється від заданого значення Q_0 . Тут чутливість можна описати відношенням $\frac{\Delta Q}{Q} \frac{a}{\Delta a}$. Для малих відхилень $\gamma = \frac{a \Delta Q}{Q \Delta a}$. При вищій чутливості система керування в реальних умовах матиме гірші характеристики якості. У граничному випадку для $\gamma=0$ показник якості системи не залежить від a . Тоді система називається інваріантною.

Недоліки наведених вище систем управління:

1. Нестабільність характеристик. Коли змінюються зовнішні параметри (температура, вологість, тиск, вібрація), змінюються параметри аналогових підсилювачів, інтеграторів і фільтрів, тоді змінюються показники якості системи автоматичного керування.

2. Складність центрального керування кількома об'єктами. Недолік полягає в зниженні точності передачі аналогових сигналів з відстанню. Безперервні сигнали при проходженні по кабелях та проводах і радіоканалах спотворюються через обмежену смугу передачі каналу зв'язку, через дію різних перешкод.
3. Складність промислового виробництва аналогових систем керування. Так як аналогові системи керування мають велику кількість складових частин, при серійному виробництві індивідуальне налаштування кожної системи є складним. Тому всі випущені системи мають різні параметри і мусять бути відрегульовані.

Через численні недоліки аналогових систем широко поширені цифрові системи. Цифрові системи містять сигнали у двійковому коді зазвичай, а не у величинах напруги або струму. Для створення, передачі, перетворення двійкових сигналів у системах автоматичного керування використовують лічильники, регістри, логічні елементи, цифрові обчислювальні машини, мікропроцесори чи інші елементи.

Основні недоліки аналогових систем керування вдається оминати, використовуючи цифрові системи. Проте цифрові системи мають високу вартість та обмежену швидкість дії.

Математичний аналіз більшості цифрових систем керування базується на тих же принципах, що і аналогових, тому розглянемо деякі особливості, які існують при розробці та оцінюванні параметрів систем управління.

На рис.2.3. зображена структурна схема аналогової слідкуючої системи.

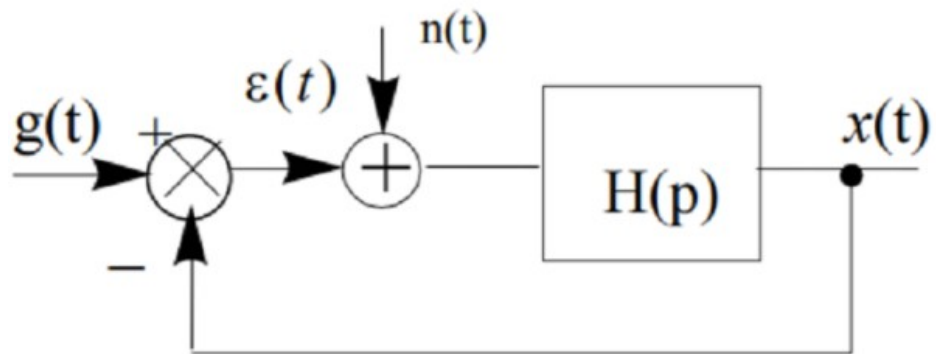


Рис.2.3. Слідуюча система

Основним призначенням такої системи є забезпечення найменшої неузгодженості $\varepsilon(t)$ між вихідним сигналом системи $x(t)$, яким є реальна траєкторія руху робота, та вхідним сигналом $g(t)$ – заданою траєкторією. Фільтр з функцією передачі $H(p)$ вибирається, враховуючи умову зменшення похибки за рахунок динамічності руху робота і завад $n(t)$, які впливають на систему автоматичного управління.

У передавальній функції $H(p)$ враховано елементи, додані для покращення параметрів системи, та пристрої із заданими передавальними функціями, такі, як кермові пристрої робота.

Розглянемо перетворення в цифровий вигляд систему управління двигуном (Рис.2.4).

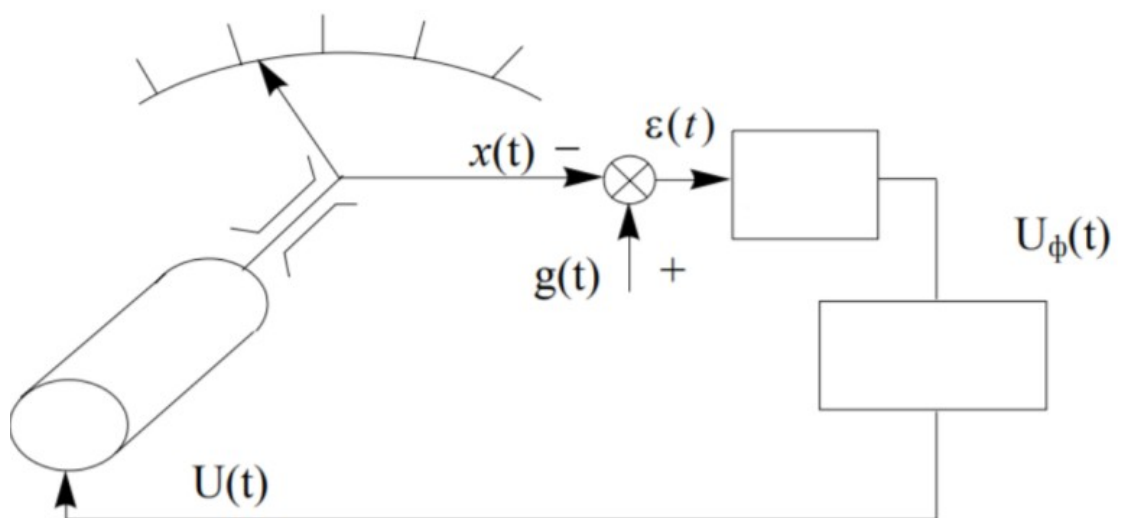


Рис.2.4. Схема керування двигуном

Основний нестабільний елемент у системі – це фільтр. Меншою мірою при зміні кліматичних умов змінюються параметри підсилювача потужності двигуна.

Для збільшення стабільності роботи даної системи замінюємо аналоговий фільтр цифровим.

Спочатку переводимо вхідний та вихідний сигнали $g(t)$ та $x(t)$ у цифрові коди. Тоді фільтр можна реалізувати на ПК. Вихідні коди $U'_{TM}(t)$ переводимо у вихідний сигнал $U_{TM}(t)$. Ця система показана на рис.2.5.

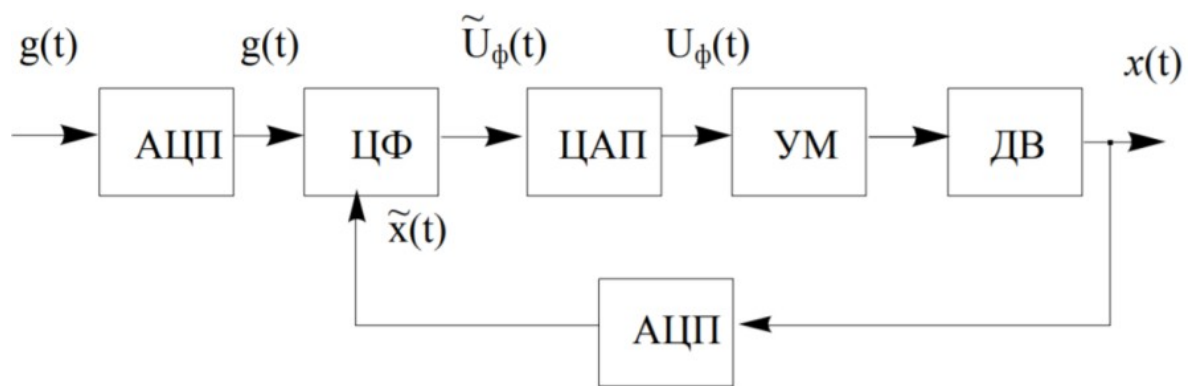


Рис.2.5.Схема цифрового фільтру

Переводимо аналогові сигнали у цифрові сигнали за допомогою аналогово-цифрових перетворювачів АЦП. В цифровому фільтрі має реалізуватись та ж дія, що і в аналоговому, корекція, інтеграція тощо. Реалізують фільтри як цифрову спеціалізовану обчислювальну машину. У цифроаналоговому перетворювачі на виході – пропорційна до чисел величина напруги, що поступає на підсилювач.

Тут систему можна було б реалізувати як повністю цифрову систему. Замість двигуна, що рухає рукою маніпулятора робота, можна використовувати фазовану із цифровим керуванням діаграмою напругу. Вартість такої системи дуже висока при незначному поліпшенні параметрів. Із-за високої вартості реальні цифрові системи керування включають до свого складу аналогові виконавчі пристрої, а схеми фільтрації та корекції

реалізують у цифровому вигляді. Структурна схема даного пристрою показана на рис.2.6.

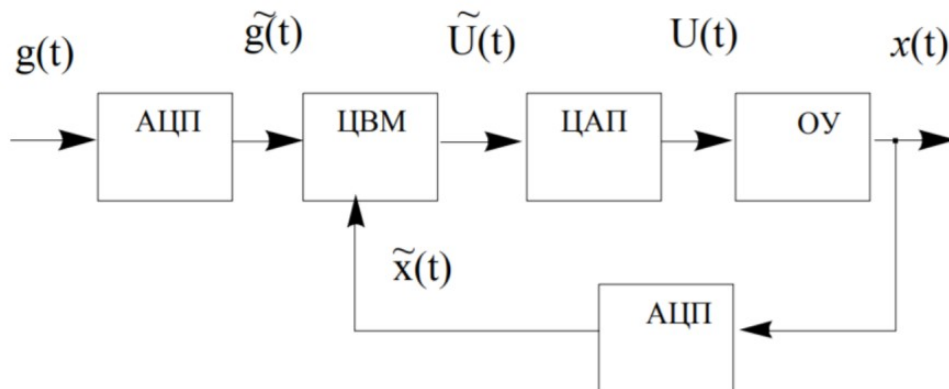


Рис.2.6. Структурна схема системи компенсації

2.2 Розробка алгоритмів функціонування системи завадозахисту робота

Насамперед аналоговий вхідний сигнал робота $g(t)$ перетворюють у цифрову форму $\tilde{g}(t)$, тобто представляють його як послідовність кодів, що поступають з деяким тактовим інтервалом (рис.2.6.) Це перетворення складається з двох етапів – амплітудного і часового квантування.

Квантування за рівнем – це округлення значень процесу $g(t)$ до величин $\tilde{g}(t)$, що представляються кінцевою кількістю розрядів. Проводиться порівняння процесу із неперервними значеннями за величиною із рознесеними через інтервал Δ амплітудного коливання рівнями. Замість $g(t)$ використовують номер $\tilde{g}(t)$ найближчого рівня квантування.

Приймаємо, що динамічний діапазон значень вхідного сигналу $g(t)$ є обмеженим і відповідає інтервалу (g_{\min}, g_{\max}) . Загальну кількість N рівнів квантування одержимо із виразу $N = \frac{g_{\max} - g_{\min}}{\Delta}$.

Якщо кількість рівнів квантування N задана, можна знайти необхідне число розрядів для передачі $\tilde{g}(t)$. Наведемо приклад: для системи, що найчастіше зустрічається – двійкової – кількість розрядів $n = \log_2 N$. У

випадку, коли $N = 1024$, доводиться застосовувати десятирозрядний двійковий код.

Як визначити необхідну кількість рівнів N чи інтервал квантування Δ ? Заміняючи аналоговий сигнал $g(t)$ числом $\tilde{g}(t)$ з обмеженою кількістю розрядів, виникає випадкова похибка амплітудного квантування $\varepsilon(t) = \tilde{g}(t) - g(t)$. Проміжок можливих значень похибки обмежений: $-\Delta/2 < \varepsilon(t) < \Delta/2$. Маючи велику кількість рівнів квантування, похибка рівномірно розподілена в межах цього діапазону (Рис.2.7).

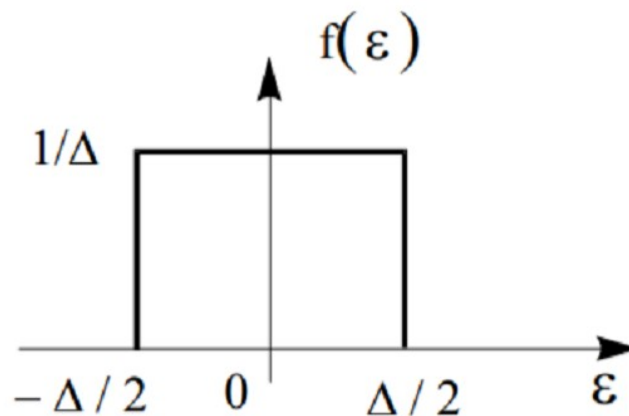


Рис.2.7. Розподіл похибки

Знаходимо дисперсію випадкової помилки, що має рівномірний розподіл:

$$\sigma_{\varepsilon}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon^2 f(\varepsilon) d\varepsilon = \frac{\Delta^2}{12}$$

Так як $\tilde{g}(t) = g(t) + \varepsilon(t)$, зрозуміло, що амплітудне квантування призводить до виникнення додаткової перешкоди $\varepsilon(t)$ з дисперсією $\frac{\Delta^2}{12}$. Отже, еквівалентну схему процесу амплітудного квантування покажемо у вигляді рис.2.8.

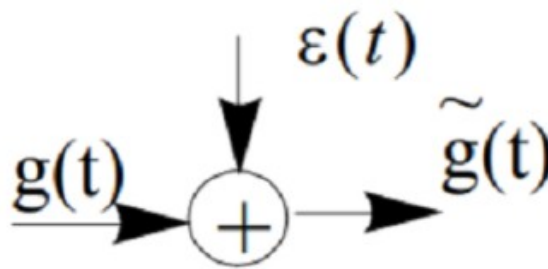


Рис.2.8. Процес амплітудного квантування

Відомо, що властивістю дискретної техніки є робота в дискретному часі, або із деякою тактовою частотою. Перетворення безперервного у часі сигналу $g(t)$ у ряд $g(t_i)$ є часовим квантуванням чи квантуванням за часом.

Називають інтервалом або періодом часового квантування період. $T_{\text{кв}}$, через який беруть відлік вхідного процесу. Великий інтервал є причиною втрати інформації. Малий інтервал вимагає підвищення швидкодії цифрової системи.

Вибираючи інтервал часового квантування, застосовують теорему Котельникова. Базується вона на наступному. Задано $g(t)$ – процес із обмеженим деякою частотою f_m спектром. Отже, вибираючи інтервал часового квантування $T_{\text{кв}} = 1/2 f_m$, функцію $g(t)$ точно відновимо за відліком $g(kT_{\text{кв}})$:

$$g(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(kT_{\text{кв}}) \frac{\sin n2\pi f_m (t - kT_{\text{кв}})}{2\pi f_m (t - kT_{\text{кв}})}$$

Ряд Котельникова і є показане розкладання безперервної у часі функції $g(t)$ за функціями виду $\sin x/x$.

Використовуючи теорему Котельникова, спостерігаємо дві проблеми. Перша – це обмеженість спектра. Адже задані процеси на скінченному інтервалі часу, і мають спектр нескінченної ширини. Точно визначити f_m для реальних процесів не можна.

Друга проблема – це зависока частота часового квантування, що одержується за використання теореми Котельникова. З-за чого при створенні

систем управління звичайно розраховують додаткові помилки системи, які викликаються часовою дискримінацією. $T_{\text{кв}}$ – інтервал квантування – вибирається, базуючись на заданій величині похибки за рахунок часового квантування.

У теперішніх цифрових системах компенсації флуктуацій вибирають порівняно малий інтервал амплітудного квантування. Виходячи із цього, додаткові помилки системи, які викликаються амплітудною дискретизацією, є знехтовно малими, тож у деяких випадках ними нехтують.

Одночасно з цим визначення інтервалу часового квантування за допомогою теореми Котельникова часто є причиною невиправданого завищення тактової частоти. Тому системи управління, які працюють у дискретному часі, аналізують за допомогою спеціальних методів, які розглянемо нижче.

Наведемо диференційне рівняння, що описує лінійний аналоговий фільтр із функцією передачі $H(p)$:

$$\frac{d^n x(t)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_n x(t) = b_0 \frac{d^m g(t)}{dt^m} + \dots + b_m g(t).$$

Нехай і вхідні, і вихідні сигнали цього фільтра можна спостерігати в дискретні моменти часу $t_i = iT_{\text{кв}}$. Якщо інтервали часового квантування $T_{\text{кв}}$ є знехтовно малими, можна замінювати першу похідну відношенням різниць:

$$\frac{dx}{dt} \cong \frac{x(t_i) - x(t_i - T_{\text{кв}})}{T_{\text{кв}}} = \frac{x_i - x_{i-1}}{T_{\text{кв}}} = \frac{\Delta x_i}{T_{\text{кв}}}.$$

А друга похідна тоді запишеться у такому вигляді:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} \cong \frac{\Delta x_i - \Delta x_{i-1}}{T_{\text{кв}}^2} = \frac{1}{T_{\text{кв}}^2} (x_i - x_{i-1} - x_{i-1} + x_{i-2}) = \frac{1}{T_{\text{кв}}^2} (x_i - 2x_{i-1} + x_{i-2}) = \frac{\Delta_2 x_i}{T_{\text{кв}}^2}.$$

Тоді третя похідна виглядатиме так:

$$\frac{d^3 x}{dt^3} \cong \frac{\Delta_2 x_i - \Delta_2 x_{i-1}}{T_{\text{кв}}^2} = \frac{1}{T_{\text{кв}}^2} (x_i - 2x_{i-1} - x_{i-1} + 2x_{i-2} - x_{i-3})$$

$$= \frac{1}{T_{\text{KB}}^2} (x_i - 3x_{i-1} + 3x_{i-2} - x_{i-3}) = \frac{\Delta_3 x_{i-1}}{T_{\text{KB}}^2}.$$

Підставляючи наведені вирази похідних у диференційне рівняння аналогового фільтра, одержимо таке рівняння цифрового еквівалентного фільтра:

$$x_i = \alpha_1 x_{i-1} + \alpha_2 x_{i-2} + \dots + \alpha_n x_{i-n} + \beta_1 g_{i-1} + \beta_2 g_{i-2} + \dots + \beta_m g_{i-m}.$$

Маючи цифровий еквівалентний щодо аналогового фільтр, всі операції цифрової фільтрації можуть бути виконані на ПК.

Для збільшення швидкодії ШПФ запропонована наступна ідея: обчислювальний процес потрібно організувати таким чином, щоб на кожній стадії дані для обробки можна було б зчитувати з пам'яті послідовно. Для цього на попередній стадії результати обчислень потрібно зберігати в необхідному порядку.

При реалізації цієї ідеї дані на різних стадіях обчислень будуть розташовані по-різному, тобто організувати обчислення «на місці» при даному підході не вийде. Тому для зберігання даних потрібно використовувати два буфера. У поточній стадії один з них використовується для вхідних даних, інший – для вихідних, на наступній стадії вони міняються місцями. У російській мові для позначення такого підходу часто застосовується термін «пінг-понг», англійською, по аналогії зі звичайною схемою, більш вдалим буде назва «out-place».

Стосовно до БПФ можна реалізувати різні схеми типу «пінг-понг». В даному випадку викладається один з можливих підходів до побудови таких схем, що дозволяє, отримати найбільш ефективні і прості в реалізації алгоритми.

Для викладу цього підходу відзначимо деякі моменти, що лежать в основі алгоритмів Кулі-Тьюки.

ДПФ для N точок, де $N = M * L$, можна виконати більш ефективно в такий спосіб:

- вихідний масив з N елементів представляється у вигляді двовимірної матриці розміром $M * L$;
- обчислюються L -точкові ДПФ всіх стовпців;
- всі елементи матриці множаться на так звані множники, що повертають (twiddle factors);
- обчислюються M -точкові ДПФ усіх рядків;
- міняються місцями рядки і стовпчики з отриманням спектру сигналу.

Дана схема може застосовуватися рекурсивно, тобто в тому випадку, якщо L або M складене число, ДПФ рядків (або стовпчиків) також обчислюється за допомогою уявлення рядків (шпальти) у вигляді матриці.

У тому випадку, якщо N є ступенем двійки, рекурсивні обчислення можна реалізувати, залишаючи на кожній стадії стовпці (рядки) з двох елементів і виконуючи обчислення ДПФ для двох точок. Це буде алгоритм Кулі-Тьюки по підставі 2. Якщо на кожній стадії виконувати ДПФ для чотирьох точок, то вийде алгоритм по підставі 4.

Обмін рядків і стовпців після кожної стадії обчислень не дозволяє організувати обчислення «in-place», тому застосовується інший підхід – один раз до або після виконання основної операції (в залежності від того, для рядків або стовпців виконується доточкове ДПФ) виконується так звана біт реверсне сортування елементів. Відповідно розрізняють так звані алгоритми з проріджуванням по частоті і з проріджуванням по часу [2].

Розглянемо можливий варіант реалізації «out-place» алгоритму Кулі-Тьюки за основою 2.

На вході алгоритму ми маємо N точок вхідного сигналу,

$$N = 2^K,$$

де K - кількість стадій алгоритму.

На першій стадії представляємо вхідні дані у вигляді матриці з двох рядків. Перший рядок розташовується в першій половині буфера, другий рядок - у другій половині. Над елементами кожного стовпчика виконується двоточкове ШПФ, множаться потрібні елементи на повертаються множники і записуються у вихідний буфер в наступному рядку: перший елемент першого двоточкового ШПФ, другий елемент першого двоточкового ШПФ і далі елементи інших ШПФ. Графічно ця операція зображена на рис. 2.1. на ньому прямокутниками позначені буфери, точками – комплексні числа, над якими виконується ШПФ, квадратами – операція двоточкового БПФ з множенням на множник, що повертається. Буфери – це масиви, порядок даних в яких відповідає розташуванню точок зліва направо. Різниця в розташуванні точок по висоті не впливає на розташування чисел в пам'яті і введено лише для більш наочного викладу алгоритму.

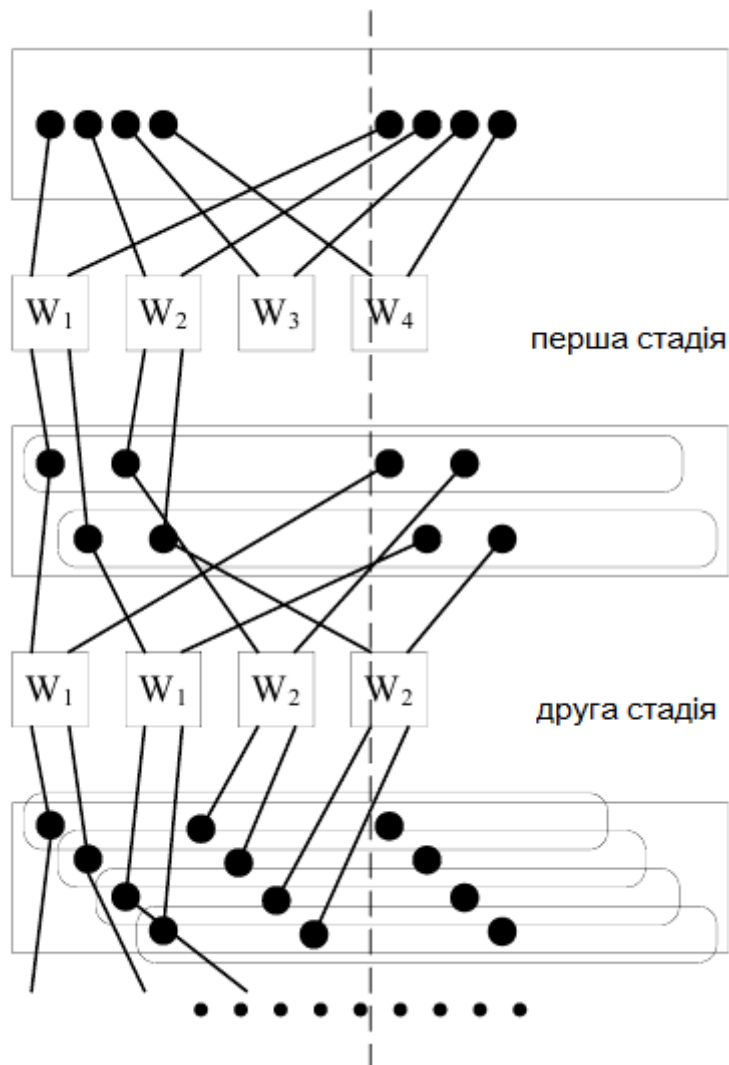


Рисунок 2.9. Структура обробки даних

Для завершення ДПФ необхідно виконати ДПФ рядків, тобто ДПФ парних і непарних елементів (на рис. 2.1 вони обведені прямокутниками із закругленими кутами).

На другій стадії паралельно виконується ДПФ двох рядків, кожен з яких, в свою чергу, представляється у вигляді матриці з двох рядків. Перший рядок розташовується в першій половині буфера, другий – в другій половині. Над елементами кожного стовпчика виконується двоточкове ШПФ, множаться потрібні елементи на повертають множники і записуються у вихідний буфер в наступному порядку: перший і другий елемент першого двоточкового ШПФ першого рядка, перший і другий елемент першого двоточкового ШПФ другого рядка і далі елементи інших ШПФ. Для

однакових елементів кожного з рядків, для яких виконується ДПФ, використовується один множник.

На кожній наступній стадії число рядків, над яким паралельно виконується ДПФ, подвоюється. На останній стадії в рядках залишається по два елементи, над якими виконується двоточкове перетворення. Після закінчення останньої стадії необхідно виконати біт-реверсне сортування.

У розглянутому алгоритмі дані на кожній стадії зчитуються в два потоки (з першої і другої половини буфера) і зберігаються в один потік, тобто дані зчитуються послідовно і не потрібне використання адресної арифметики.

Аналогічним чином можна побудувати «пінг-понг» алгоритм по підставі 4. Зчитування даних в цьому алгоритмі може проводитися в 4, а збереження в один потік; коефіцієнти для кожної четвірки чисел завантажуються один раз.

За аналогією з алгоритмами проріджування за часом і по частоті, можна побудувати «пінг-понг» алгоритми, що зчитують дані в один потік, а зберігають у 2 або 4 потоку.

Розглянутий алгоритм був реалізований на процесорі ARM Cortex M3. Час виконання перетворення Фур'є для 128 точок (вхід - комплексні 16-бітові цілі числа в форматі Q15 нормовані на половину діапазону, для запобігання переповнення після кожної стадії дані діляться на два) включаючи збереження контексту склала 1900 тактів (менше 15 тактів на точку). Цей результат на 20% швидше найкращого з відомих результатів (2400 тактів, менш 19 тактів на точку) для алгоритмів, що виконують обчислення «на місці» [3]. Лістинг програмного коду наведено у додатку А. Схема реалізації наведена на рис. 2.10.

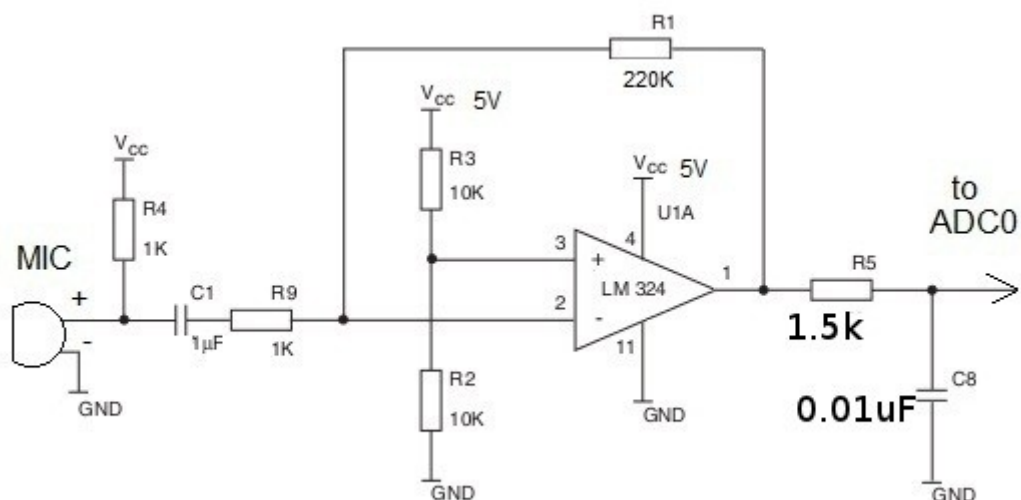


Рисунок 2.10 – Швидке перетворення Фур'є на arm мікроконтролері

На перерахованих розмірах вибірки мікропроцесор ARM Cortex M3 дозволяє проводити обчислення ШПФ в режимі реального часу із затримкою необхідною для накопичення необхідного числа відліків дискретизованого сигналу. Реалізований алгоритм ШПФ може бути використаний в якості базового при розрахунку частотно-тимчасових кореляційних функцій [6].

Результати отриманих даних наведені у таблиці 2.1.

Графічний результат виведено на діаграми представлені на рис. 2.11-2.12.

Таблиця 2.1 Результат отриманих даних

Довжина перетворення	Час виконання, мкс	Час перетворення, мкм
8	327,7	317,7
16	467,9	455,8
32	688,6	667,5
64	1246,7	1160,2
128	2400	1900

Таким чином, алгоритми типу «пінг-понг» дозволяють отримувати в загальному випадку, більш швидкі і прості функції для обчислення спектрів сигналів.

Вони були використані при розробці функцій ШПФ математичної бібліотеки для процесорів на ядрах ZSP. Розроблені функції мають продуктивність на 10-20% вище оціночних значень продуктивності класичних алгоритмів.

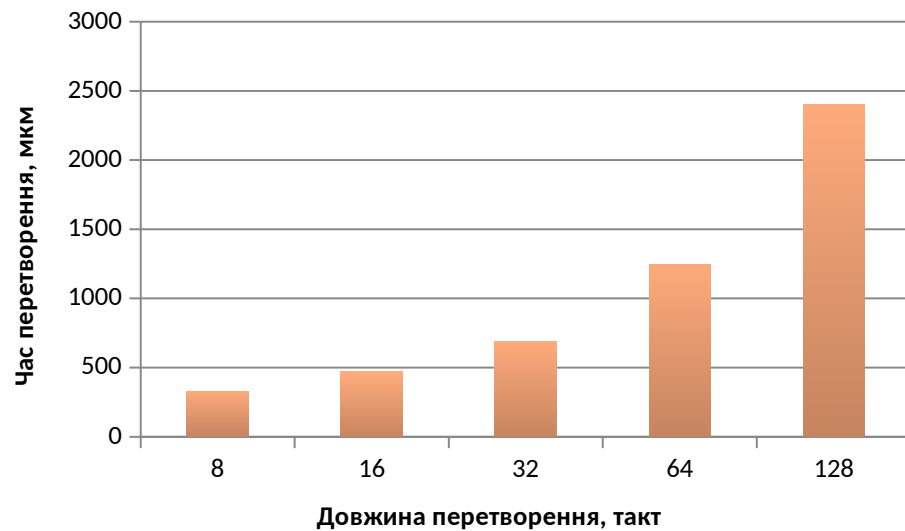


Рисунок 2.11 – Діаграма результату опрацювання, поточні значення



Рисунок 2.12 – Діаграма результату опрацювання, перетворення Фур'є

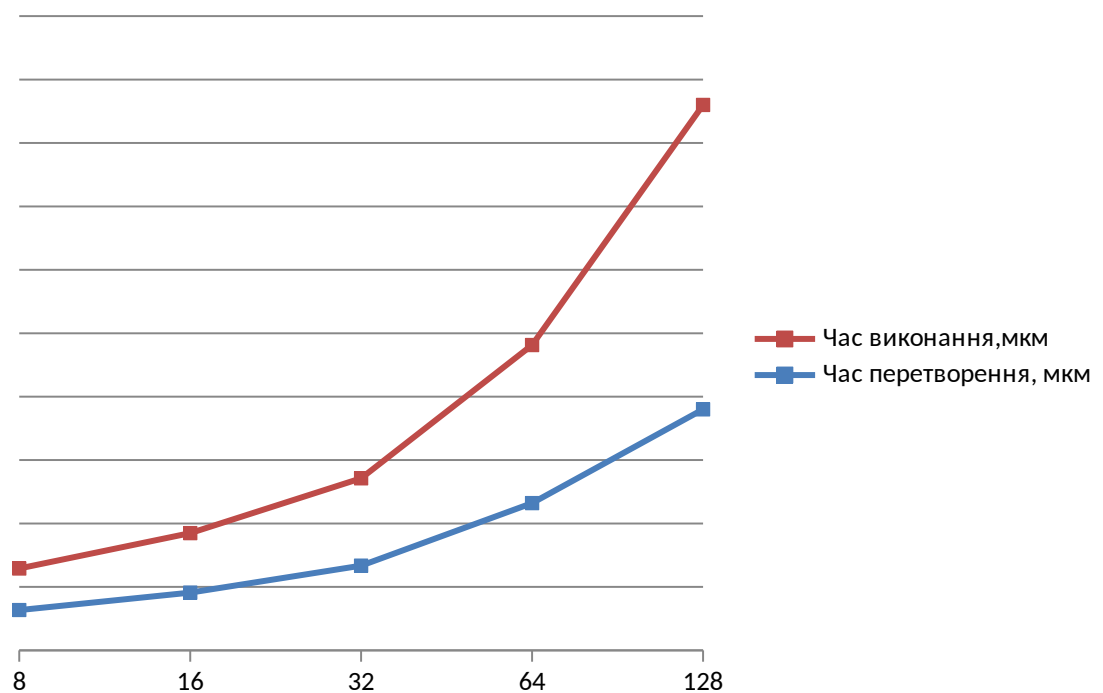


Рисунок 2.13 – Графік порівняння результату опрацювання

Висновки до розділу

Даний розділ представляє пояснення покращених структури та алгоритмів роботи систем, компенсуючих флуктуації. Отже, запропонований до використання лінійний фільтр алгоритму цифрової фільтрації на основі математичного апарату швидкого перетворення Фур'є. На основі проведено досліджено варто зазначити, що для збільшення швидкодії ШПФ організувати таким чином, щоб на кожній стадії дані для обробки можна було б зчитувати з пам'яті послідовно. Для цього на попередній стадії результати обчислень потрібно зберігати в необхідному порядку.

Розглянутий алгоритм був реалізований на процесорі ARM Cortex M3. Час виконання перетворення Фур'є для 128 точок (вхід - комплексні 16-бітові цілі числа в форматі Q15 нормовані на половину діапазону, для запобігання переповнення після кожної стадії дані діляться на два) включаючи збереження контексту склала 1900 тактів (менше 15 тактів на точку). Цей

результат на 20% швидше найкращого з відомих результатів (2400 тактів, менш 19 тактів на точку) для алгоритмів, що виконують обчислення «на місці».

Таким чином, алгоритми типу «пінг-понг» дозволяють отримувати в загальному випадку, більш швидкі і прості функції для обчислення спектрів сигналів.

Вони були використані при розробці функцій ШПФ математичної бібліотеки для процесорів на ядрах ZSP. Розроблені функції мають продуктивність на 10-20% вище оціночних значень продуктивності класичних алгоритмів.

РОЗДІЛ 3. ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ РОЗРОБЛЕНОЇ СИСТЕМИ ЗАВАДОЗАХИСТУ РОБОТА

3.1 Моделювання процесу функціонування розробленої системи завадозахисту робота

Ідентифікація динамічних систем, для загальних випадків, використовує алгоритми оцінювання стану та параметрів з відповідною наявністю вимірювача та динаміки флуктуацій. В теорії фільтрації використовується виділення корисного сигналу з наявними зашумленнями вхідного сигналу при цьому знаходження рішень інтегрального рівняння є обов'язковим. Але при використанні числових методів в реальних задачах розв'язок рівняння Вінера-Хопфа складна функція з величезними затратами.

Існує інше рішення виконання завдання фільтрації, яке запропонували Калман і Бюсі за допомогою рекурентних методів. Даний фільтр дозволяє отримати динамічну систему з найменшою дисперсією при незміщеній оцінці стану. За допомогою замкнутої системи керування можна показати роботу фільтра. Це призводить до поширення використання його в вирішенні багатьох практичних завдань.

Стан об'єкта оцінюється з застосуванням фільтрів Калмана при виставленні вимог до найточнішої інформації про динамічні рівняння, що описують об'єкти та статистику для випадкових процесів. В загальній задачі про об'єкт невідома точна інформація, тому потрібно працювати з оцінками параметрів динамічної системи. Існує багато реалізацій фільтра Калмана для великих вибірок мають значення попередні вимірювання, а не ті значення які використовуються на даний момент. Ця ситуація призводить до появи помилок в оцінюванні стану динамічної системи, тому реалізація етапів моделі системи, що компенсує появлення шуму з використанням фільтра Калмана проводиться в графічному середовищі для імітаційного

модельовання Simulink. При модельованні різних систем, а саме: технічних, економічних та/або біологічних використовуються моделі станів з використанням різницевих або диференціальних рівнянь першого порядку. Якщо припустити, що сигнали станів мають гаусовий розподіл, то використання їх в задачах ідентифікації динамічних систем зводиться до опису процедури оцінювання стану динамічного об'єкта, а саме:

- початковий стан системи встановлюється на основі вибраної інформації;
- для опису змін змінних стану буде формулюватись рівняння динаміки;
- формуються зв'язуюче рівняння результатів спостереження з змінними стану;
- використовуються алгоритми фільтрації.

При неперервній фільтрації лінійна стаціонарна динамічна система буде описуватися рівнянням

$$\dot{x}(t) = Fx(t) + Gw(t), z(t) = Hx(t) + v(t),$$

де $x(t)$ – вектор стану з нульовим математичним сподіванням і невід'ємно визначеною коваріаційною матрицею P в початковий момент часу; $w(t)$ – білий гаусовий шум з нульовим середнім і невід'ємно визначеною коваріаційною матрицею Q ; F , G – матриці стану та збурення відповідно; H – матриця спостереження; $z(t)$ – вектор спостереження; $v(t)$ – білий гаусовий шум з нульовим середнім і позитивно визначеною коваріаційною матрицею R . Далі в аргументах t вказувати не будемо.

Вигляд фільтра Калмана (Рис.3.1), якщо характеристики об'єкта F , G , H відомі:

$$\hat{x}(t) = F\hat{x} + K(z - H\hat{x}),$$

Тут матрицю K визначаємо з виразу:

$$K = PH^T R^{-1},$$

а матрицю P – з виразу:

$$\dot{P} = FP + PF^T - PH^T R^{-1} HP + GQG^T$$

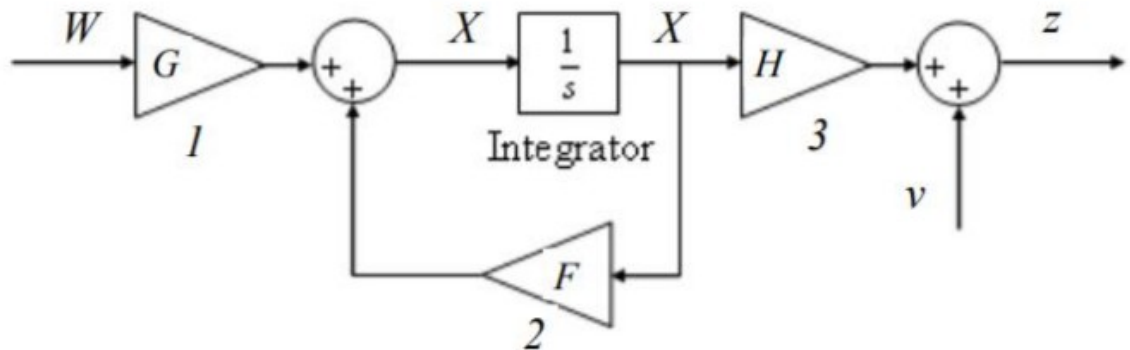


Рис. 3.1. Структурна схема моделі процесу, що спостерігається

Саме усталений режим вважається найбільш важливим. Так як лише після запуску системи впливає нестационарність фільтру Калмана, то для реальних задач цим нехтують. Щоб оцінка вектора була близькою до середньоквадратичного значення, створимо фільтр (Рис.3.2.)

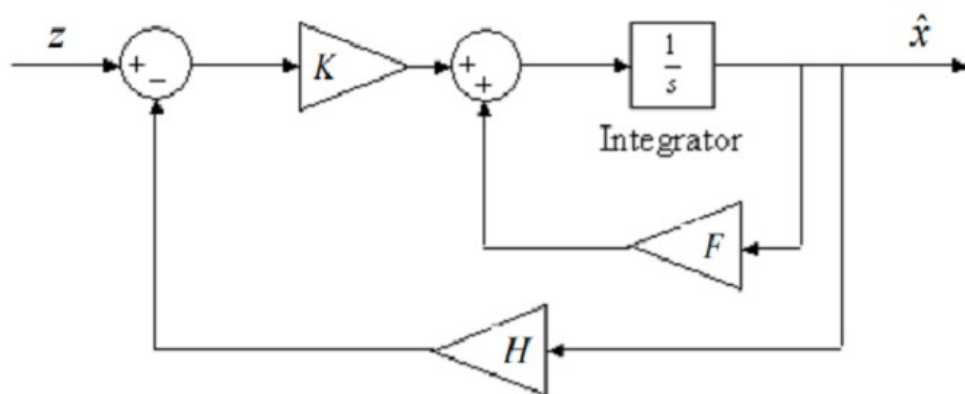


Рис. 3.2. Структурна схема пристрою оцінювання стану

Розглянемо лінійний динамічний об'єкт, записаний у загальному вигляді так:

$$x_{k+1} = \Phi x_k + \Psi u_k + \Gamma w_k, y_{k+1} = H x_{k+1} + v_{k+1},$$

Тут Q ; Φ , Ψ , Γ - матриці стану, управління і збурення відповідно; H - матриця спостереження; y_{k+1} - вектор спостереження; w_k - біла гаусова

послідовність із нульовим середнім і невід’ємно визначеною коваріаційною матрицею, x_{k+1} - вектор стану; u_k - вектор керуючих впливів; v_{k+1} - біла гаусова послідовність з нульовим середнім і позитивно визначеною матрицею коваріації R .

У дискретному вигляді параметрами системи будуть:

$$\Phi = \begin{pmatrix} 0.9 & 0.3 \\ -0.3 & 0.3 \end{pmatrix}; \Psi = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}; \Gamma = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}; H = (1 \quad 0).$$

Характеристиками випадкових впливів є:

$$Q = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}; R = 0.$$

Приймаємо, що ця система є стійкою, керованою та спостережуваною.

Запишемо фільтр Калмана для системи компенсації з оновленою послідовністю:

$$\hat{x}_{k+1,k} = \Phi \hat{x}_{k,k} + \Psi u_k, \hat{x}_0 = \bar{x}_0, \hat{y}_{k+1} = H \hat{x}_{k+1,k},$$

$$\Sigma_{k+1} = (H P_{k+1,k} H^T + R)^{\frac{1}{2}},$$

$$K_{k+1} = P_{k+1,k} H^T \Sigma_{k+1}^{-1},$$

$$P_{k+1,k} = \Phi P_{k,k} \Phi^T + \Gamma Q \Gamma^T,$$

$$v_{k+1} = \Sigma_{k+1}^{-1} (y_{k+1} - \hat{y}_{k+1,k}),$$

$$\hat{x}_{k+1,k+1} = \hat{x}_{k+1,k} + K_{k+1} v_{k+1},$$

$$P_{k+1,k+1} = \left(I - K_{k+1} \sum_{k+1}^{-1} H \right)_{k+1,k}.$$

Зауважимо, що легко визначити значення матриць $P_{k,k}$ і K зі збільшенням кількості вимірів.

Simulink – пакет розширення MATLAB для імітаційного блочного моделювання пристроїв та систем різноманітного призначення. Метою моделювання завжди є вивчення реагування пристроїв на вплив з боку фізичної природи. Для такого моделювання в пакеті Simulink існує широкий вибір засобів та сигналів та редагування їх параметрів.

На рис.3.3 покажемо систему компенсації флуктуацій сигналу, що базується на фільтруванні Калмана у загальному вигляді. На рис.3.4-3.6 покажемо етапи створення фільтра Калмана у програмі Simulink.

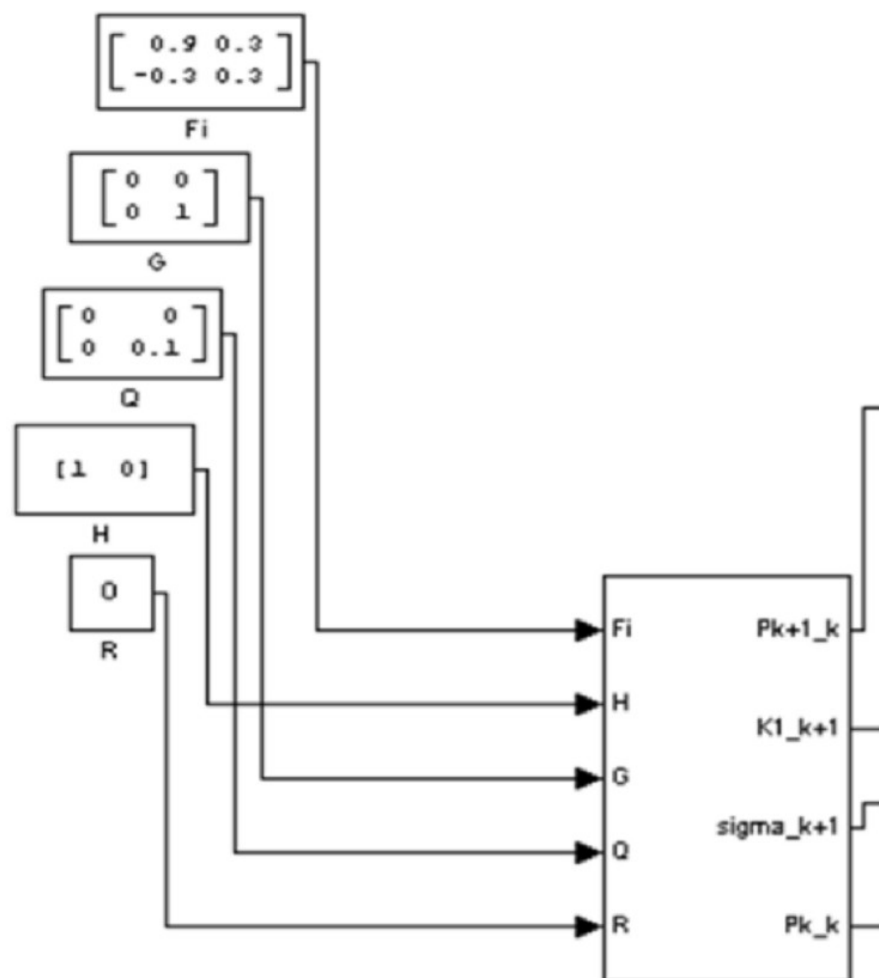


Рис.3.3. Загальний вигляд моделі системи компенсації флуктуацій

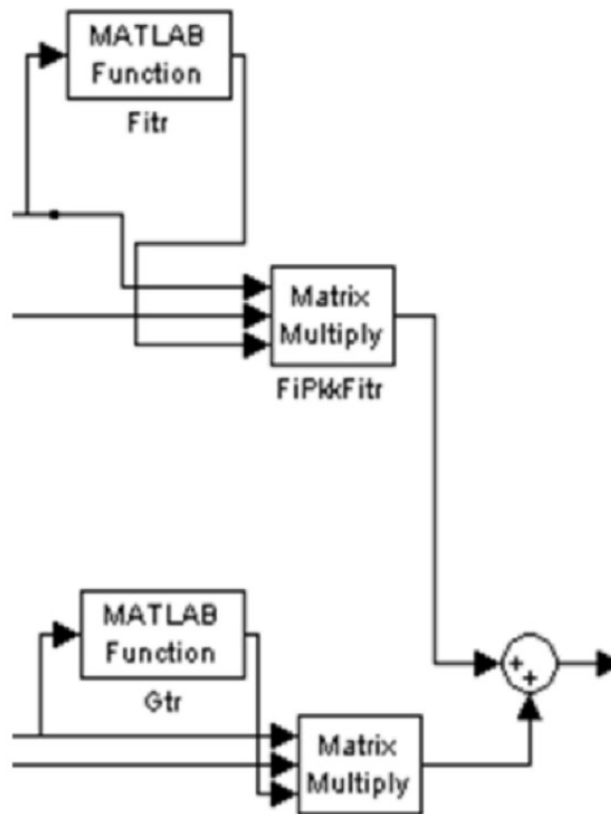


Рис.3.4. Етап формування фільтра Калмана

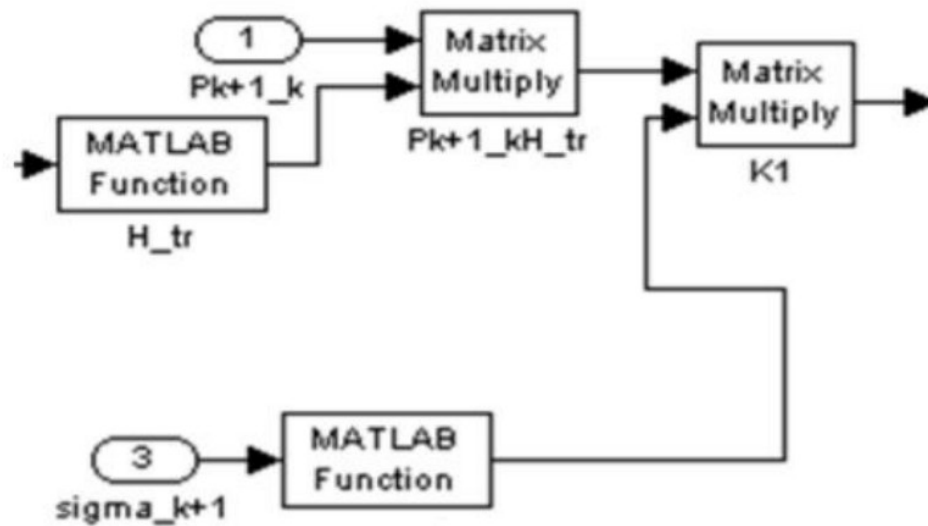


Рис.3.5. Матриця посилення фільтра Калмана

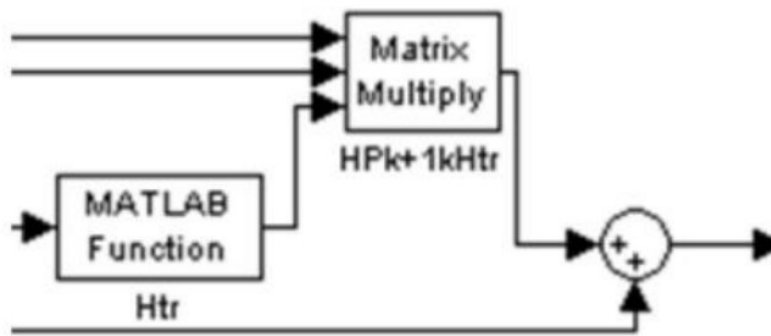


Рис.3.6. Формування фільтру Калмана

Через те, що невідомі точні величини параметрів об'єкта, у фільтрі Калмана використовують їх оцінки. Це провокує виникнення похибок у оцінці вектора стану. У сталому режимі стаціонарної стійкої системи деякі диференційні рівняння спрощуються і переходять в алгебраїчні. Щоб цього досягти, відкидають початкові ділянки перехідних процесів.

Процес моделювання перевіримо, оцінюючи випадкову сталу напруги на вході. Потім змодельуємо 50 різних вимірювань, де похибка була нормально розподілена в області нуля із відхиленням 0,1 (тут вимірювання мають похибки - білий шум зі значенням 0,1 вольт).

Можна проводити окремі вимірювання в циклі фільтру, та набір з 50 вимірювань дозволяє провести кілька моделювань із однаковими і точними вимірами (мається на увазі згаданий вимірюваний шум), тому вигідно порівнювати симуляції з різними параметрами.

У першій симуляції прийнято, що дисперсія вимірювання $R=(0.1)^2=0.01$. Так як ця помилка відповідає вимогам, має бути найкраща продуктивність шляхом реагування на зміну оцінки. Це стане зрозумілим на другій та третій симуляціях. Результат першої симуляції – на рис.3.7. Справжнє значення випадкової сталої показане суцільним графіком, шум – хрестиками, оцінка фільтра – кривою.

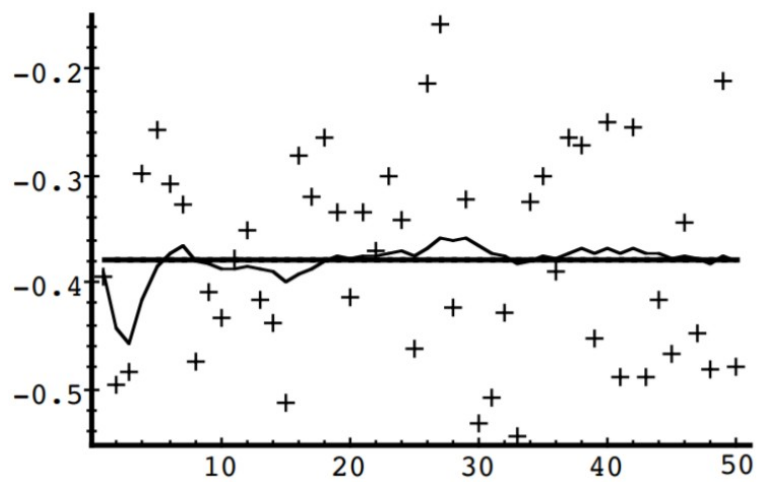


Рис.3.7. Перша симуляція сталої $R=(0.1)^2=0.01$

На наступному рис.3.8. покажемо значення, порівняне з ітерацією. Початкові значення були біля 1, при 50 ітераціях – $0.0002(V^2)$.

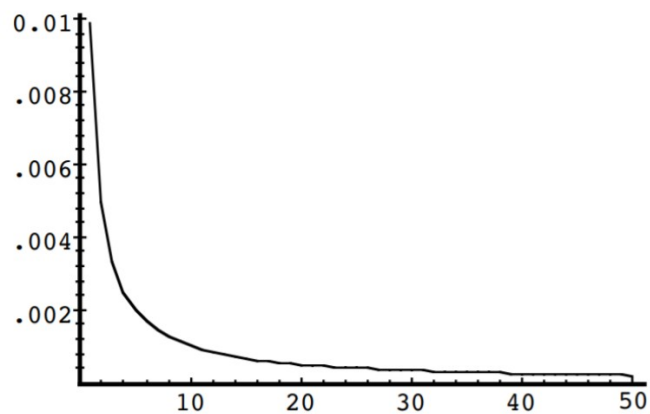


Рис.3.8. Ітерації

Рис.3.9. та рис.3.10. ілюструють зменшення R та збільшення у 100 разів. На рис.3.9 дисперсія в 100 раз більша, бо повільніше сприйняті вимірювання.

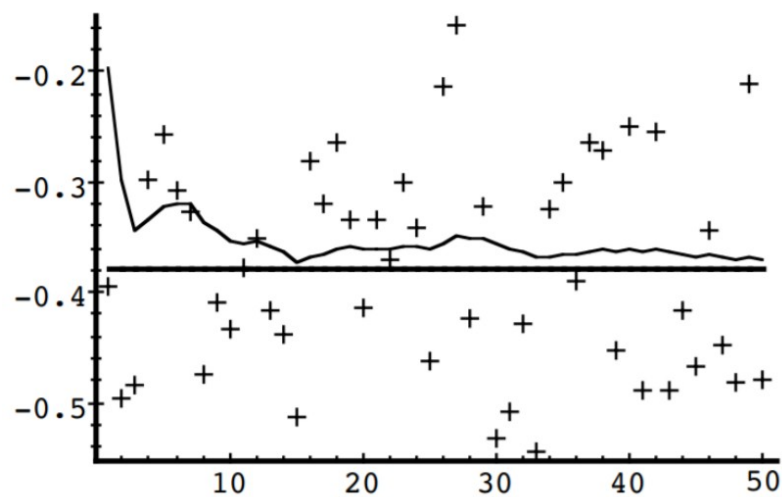


Рис.3.9. $R=1$: друга симуляція.

На рис.3.10 дисперсія зменшилась у 100 разів, бо збільшилась швидкість сприйняття шумних вимірювань.

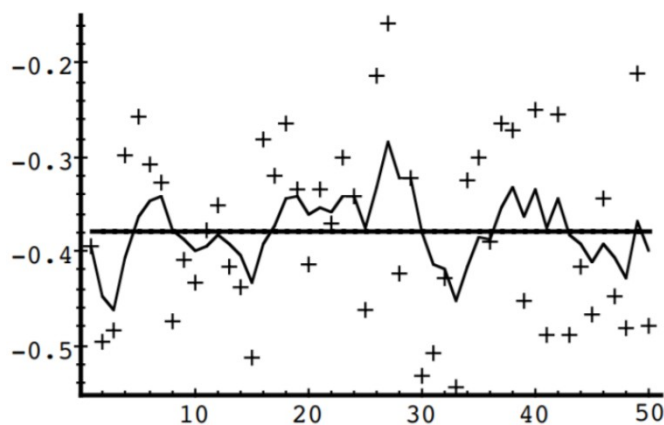


Рис.3.10. $R=0.0001$: третя симуляція.

Оцінювання константи порівняно прямолінійне – видно роботу системи компенсації флуктуацій. Як на рис.3.9, фільтр Калмана робить оцінку значно гладшою, аніж зашумлені вимірювання.

3.2. Оцінка показників ефективності розробленої системи

Система управління під впливом перешкод показана на рис.3.11.

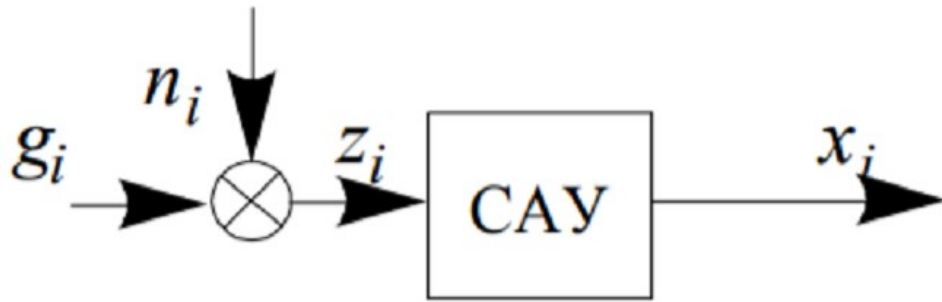


Рис.3.11. Система управління з завадами

Тут керуючий вплив $g_i = \tilde{g}(t)$, завади $N_i = N(t_i)$. Із-за впливу перешкоди вхідний сигнал x_i має випадкову складову, яка характеризується величиною дисперсії σ_x^2 . Тоді опишемо цифрову систему управління виразом:

$$x_i = \alpha_1 x_{i-1} + \alpha_2 x_{i-2} + \dots + \alpha_n x_{i-n} + \beta_0 z_i + \beta_1 z_{i-1} + \dots + \beta_m z_{i-m}.$$

Із-за лінійності системи керування розглянемо проходження сигналів та перешкод через цю систему окремо. Отже, достатньо визначити дисперсію процесу, описаного таким рівнянням:

$$x_i = \alpha_1 x_{i-1} + \alpha_2 x_{i-2} + \dots + \alpha_n x_{i-n} + \beta_0 N_i + \beta_1 N_{i-1} + \dots + \beta_m N_{i-m}.$$

Перешкодою у системі управління є незалежні відліки N_i Гаусових величин із нульовим середнім та дисперсією σ_x^2 .

В будь-якому випадку дисперсія результуючого процесу x_i знаходимо відомими методами теорії ймовірностей.

Так як різницеве рівняння є законом перетворення випадкових величин $\{N_i\}$ у випадкові величини $\{x_i\}$, то ймовірні характеристики $\{x_i\}$ виражаються через відомі характеристики перешкод.

Опишемо систему керування найпростішим рівнянням виду:

$$x_i = \alpha_1 x_{i-1} + \beta_0 N_i$$

Для знаходження дисперсії похибки на виході системи піднесемо обидві частини рівності до квадрата і одержимо математичне сподівання:

$$x_i^2 = \alpha_1^2 x_{i-1}^2 + 2\alpha_1 \beta_0 x_{i-1} N_i + \beta_0^2 N_i^2$$

$$\sigma_x^2 = \alpha_i^2 \sigma_x^2 + \beta_0^2 \sigma_n^2$$

Дисперсія похибки буде:

$$\sigma_x^2 = \frac{\beta_0^2}{1 - \alpha_1^2} \sigma_n^2.$$

Тут $\alpha_1 < 1$, тоді система керування зберігає стійкість.

Аналізуючи переваги того чи іншого підходу, оцінюємо алгоритми і за критерієм ресурсоємності, а саме – виділення апаратної частини робота для проведення необхідних обчислень. Ресурсоємність у цьому випадку оцінюється за часом, потрібним на проведення розрахунків.

Аналізуючи особливості дії завод на цифрові системи керування, розв'язуємо дві задачі. Перша полягає в оцінюванні дисперсії похибки заданої лінійної системи керування. Друга – у побудові оптимальної системи керування, що враховувала б і динаміку руху робота, і величину завади, яка діє на систему.

Сьогодні для розв'язання задачі навігації використовується фільтр Калмана в системах управління роботом. Фільтр використовують для рекурсивної дооцінки вектора стану визначеної динамічної системи.

Алгоритм роботи фільтра Калмана заснований на дискретних за часом динамічних лінійних системах та на часовій подачі сигналу. У цьому розділі будемо порівнювати ефективність системи компенсації флуктуацій за класичним підходом Калмана та модифікованим фільтром, який базується на використанні квадратних коренів кореляційних матриць.

Раніше було зроблено висновок, що модифікований лінійний фільтр Калмана дає можливість збільшити точність оцінювання стану системи та знизити витрати на апаратні засоби.

В даному розділі будемо розглядати порівняння фільтра Калмана та його модифікації в сенсі точності проведення операцій та затрат на апаратні

ресурси. Це дозволить зробити висновки про корисність модифікацій у навігаційній системі роботи на практиці.

Як було згадано вище, дія фільтра Калмана складається з двох частин: прогнозування (екстраполяції) та коригування прогнозованої величини, враховуючи обчислені значення. Під час прогнозування фільтр одержує попередню оцінку стану системи поточного кроку за підсумковою оцінкою стану із попереднього кроку – апріорну оцінку. Для її одержання не виконуються спостереження на кожному кроці. Під час корекції апріорну оцінку доповнюють поточними вимірами. Одержана під час коригування величина є апостеріорною оцінкою вектора стану. Апостеріорна оцінка – кінцева мета роботи фільтра.

Проведення експерименту. По відношенню до 2D-розв'язку вектор стану матиме вигляд:

$$X = (x_k \quad y_k \quad \dot{x}_k \quad \dot{y}_k \quad \ddot{x}_k \quad \ddot{y}_k)^T$$

Структура вектора вимірювань схожа.

Розмірність вектора вимірювань для найменшої ентропії системи має бути рівною розмірності вектора стану:

$$Y = (x_k \quad y_k \quad \dot{x}_k \quad \dot{y}_k \quad \ddot{x}_k \quad \ddot{y}_k)^T$$

Опишемо функцією зв'язок між просторами станів і справжніх вимірювань:

$$z = h(x)$$

За лінійності функцію представляють як добуток із матрицею постійних коефіцієнтів:

$$z = H \times x$$

Тут H – часткова похідна від h по x , має назву матриці вимірювань.

Проводячи вимірювання розміщення, швидкості, прискорення об'єкта матриця вимірювань є одиничною діагональною:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\text{Тоді } z = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x_k \\ y_k \\ \dot{x}_k \\ \dot{y}_k \\ \ddot{x}_k \\ \ddot{y}_k \end{pmatrix}$$

Матриця переходу від виміру до виміру:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \Delta t & 0 & \frac{\Delta t^2}{2} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \Delta t & 0 & \frac{\Delta t^2}{2} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

У збудованих моделях фільтрації є певний набір точок для оцінювання параметрів (в заданій моделі 100 точок). Моделювання має в своєму складі також оцінювання заданої траєкторії руху (рис.3.12.), і визначення середньоквадратичних помилок фільтрів (таб. 3.1.)

Таблиця 3.1. Середньоквадратичні похибки для фільтрів Калмана та фільтра на основі перетворення Фур'є

Середньоквадратична похибка	Положення	Швидкість
ФК	52413.4802864	0.5760988
ФК-шум	19341.6542104	0.5580853
ФФ	52413.4802865	0.5760988

ФФ-шум	19341.6542104	0.5580853
--------	---------------	-----------

Покажемо результати роботи класичного й модифікованого фільтрів на рис.3.13.

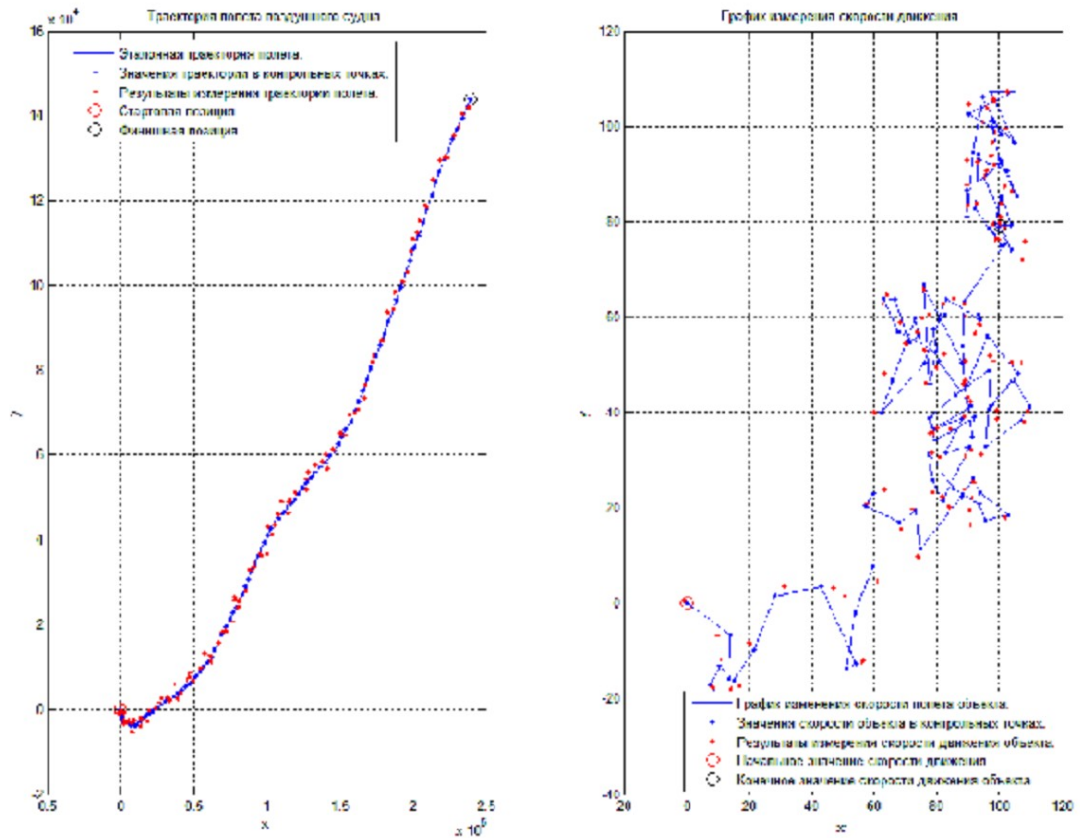


Рис.3.12. Траєкторія руху об'єкта на площині

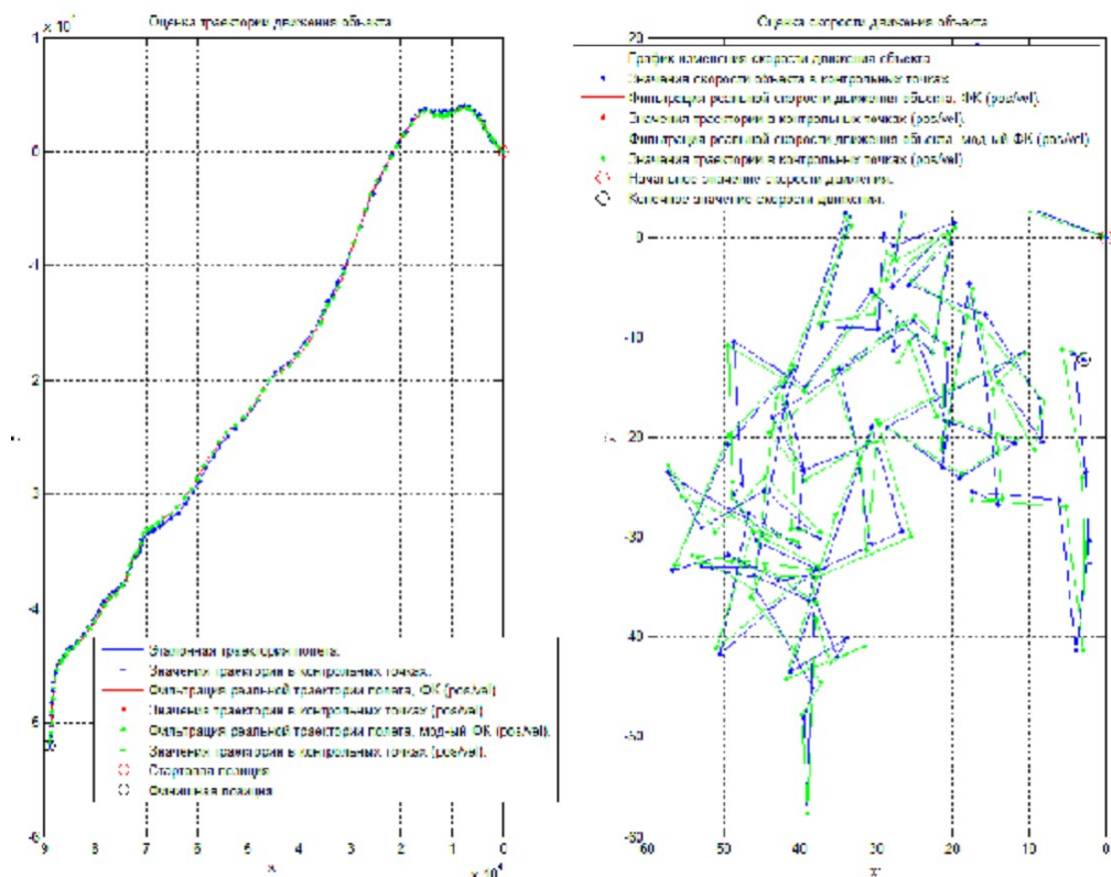


Рис.3.13. Оцінювання траєкторії й швидкості руху об'єкта на площині за допомогою класичного і модифікованого фільтрів

Результати за похибкою позиціонування. Відновимо вектор стану $x(t)$ об'єкта за зашумленими данимим спостережень $A(t)$, $\Omega(t)$. До вектора стану додаємо масштабні коефіцієнти і зміщення нулів, щоб збільшити точність. Їхні матмоделі визначаються як прості гаус-марковські процеси.

Матмоделювання задачі фільтрації за оцінюванням розширеного вектора стану доводить, що навіть за відсутності спостережливості та розходження оцінки вектора, фільтрація провокує зниження середньоквадратичної похибки (СКП) координат об'єкта на 15 %.

Під час цього досліді провели статистичне моделювання руху за заданою траєкторією: рівномірний рух швидкістю 1м/с, рівноприскорений рух із прискоренням у двох вимірах 1 м/с², із постійним нормальним прискоренням 1м/с². Характеристики початкових умов одержуються з

програми навігації робота. Час роботи 60с. Усереднення проводиться за 100 точками. Частота одержання даних 1 Гц.

Алгоритм дій під час проведення експерименту такий: дані системи навігації поступають протягом 60 с з інтервалом 1 с в обчислювач для оцінки координат і швидкості. Статистичне усереднення проводиться по 50-ти незалежних реалізаціях. Результати по СКВ похибки наведені у таблиці 3.2.

Таблиця 3.2. Результати експерименту

Алгоритм фільтрації	Цифровий ФК	Цифровий ФФ
СКВ помилки положення у просторі, м перше моделювання	33,9	29,7
СКВ помилки положення у просторі, м друге моделювання	32,1	28,8
СКВ помилки положення у просторі, м третє моделювання	37,9	33,1

За результатами робимо висновок: за удосконаленої моделі фільтру зростає точність позиціонування до 10-15% в порівнянні з класичним підходом.

Результати за часовими характеристиками. Оцінімо для обох підходів – класичного та модифікованого – час, який витрачається на один цикл predict-update. Кількість циклів обмежується кількістю точок і може змінюватися в залежності від вимог. Сумарна тривалість усіх циклів рівна шуканому значенню часу, необхідному для оцінювання заданої траєкторії руху робота.

За одержаними значеннями часу оцінюємо параметри:

- час, витрачений процесором системи навігації. для виконання кожного кроку обох фільтрів;

- середній час виконання операції (середнє арифметичне відрізків часу всіх циклів);
- найменше і найбільше значення кожного з фільтрів , необхідне для проходження одного циклу.

Часові характеристики моделей, за якими оцінюють розроблені алгоритми у апаратній частині витрат при проходженні фільтрації, показані на рис.3.14. та таблиці 3.3.

Таблица 3.3.Часові характеристики моделей

Тип фільтру	Час роботи фільтру (100 точок)	Час згладжування (100 точок)	Сумарний час (100 точок)	
ФК (класичний)	0.0166656 сек	0.0088418 сек	0.0255074 сек	100%
ФФ	0.0140511 сек	0.0071982 сек	0.0211712 сек	83%

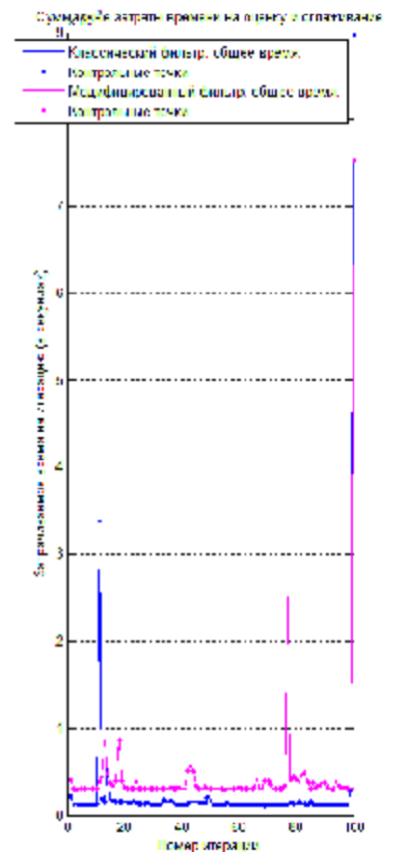
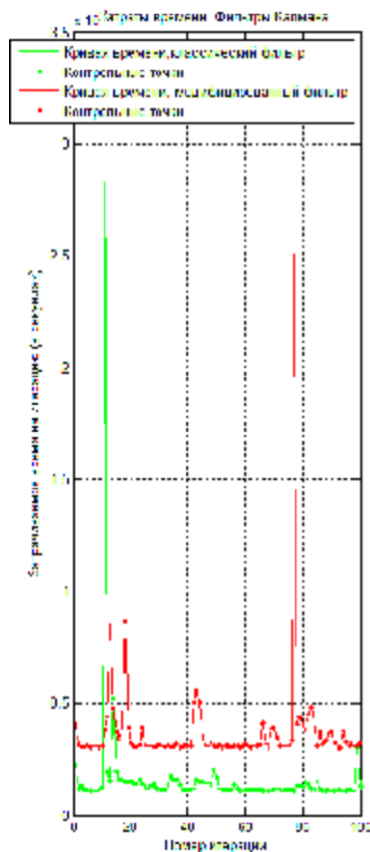


Рис.3.14. Часові характеристики класичного і модифікованого фільтрів
Калмана

У деяких випадках на початку роботи обох фільтрів класичний підхід спочатку вимагає більших затрат часу, ніж модифікований. Пікові витрати часу серйозного впливу на результат все одно не мають. На рис.3.4. показані часові залежності на всіх кроках роботи кожного фільтра. Також врахували час, затрачений на кінцеву обробку заданого діапазону вимірювань, і визначено увесь затрачений час для кожного фільтра.

3.3 Пропозиції щодо технічної реалізації системи завадозахисту робота на новій елементній базі

Зараз, в стані стабільного розвитку, використовується система усталених алгоритмів для розв'язання багатьох задач, а саме конструювання пристроїв та систем є на 2/3 схемотехнічним завданням, і проводиться на рівні структурних схем. Для успішної розробки широко застосовуються засоби САПР, а також реалізують схеми на основі цифрових процесорів обробки сигналів, програмованих логічних інтегральних схем чи спеціалізованих інформаційних систем. Отже, важливою задачею є створення готових бібліотек, які б реалізували певні завдання.

Важливою особливістю процесу проектування є здійснення складних оптимальних та адаптивних алгоритмів для виконання вимог, поставлених користувачем, щодо стійкості, точності, швидкодії. Сьогодні існує елементна база, яка дозволяє реалізувати алгоритми, що донедавна були доступними лише теоретично. Цей процес довго стримувався консерватизмом конструкторів, відсутністю інформації чи математичної підготовки.

Покажемо на рис.3.15 застосування елементної бази різних класів для виконання алгоритмів ЦФ. Інтенсивніша заливка означає вищу ефективність способу реалізації алгоритму. Будь-який алгоритм має бути виконаний виключно на показаній на рис.3.15. базі. Крім того, деякі алгоритми, і серед

них – алгоритми нелінійної оптимальної фільтрації – найкраще виконувати як комбінацію ПЛІС та ЦПОС.

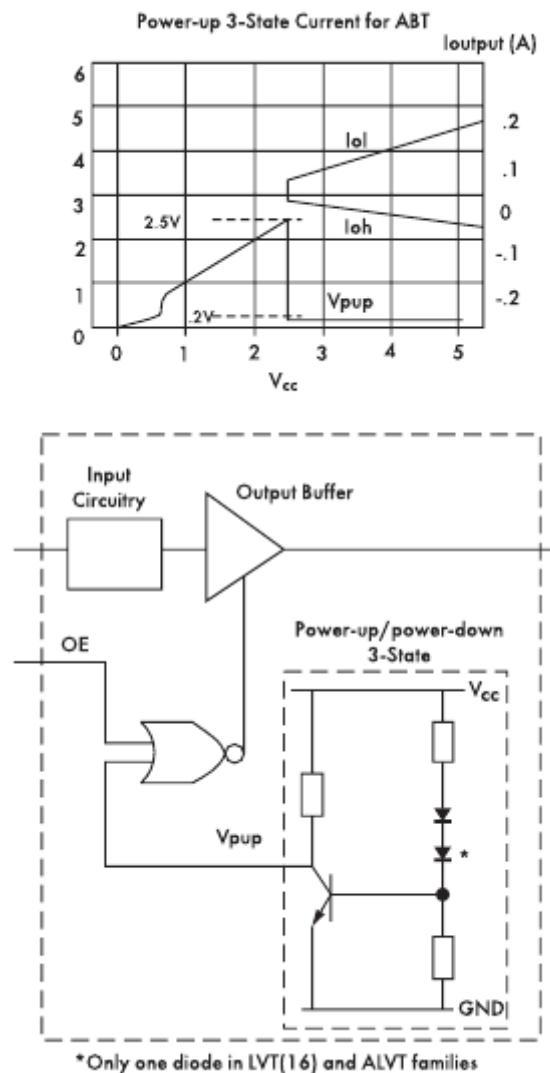


Рис.3.15. Перспективи реалізації елементної бази різних класів

Новим у цифровій техніці можна вважати ІС, реалізовані за технологією, що поєднує біполярні та КМОП ІС. Виконані за технологіями BICMOS логічні ІС мають такі важливі особливості:

- працюють у системах зі змішеною живлячою напругою;
- встановлюються у потрібний стан шляхом скидання, або третій стан;
- вимкнення входу;
- утримання шини.

Перейдемо до реалізації даних функцій.

Через гарячу заміну плати у цифровій системі чи у процесі ввімкнення та вимкнення живлення у цифрових схемах виникають короткі імпульсні похибки, названі «глітч», і призводять до збоїв у роботі систем. Для виключення впливу перешкод можна використати переклад виходів ІС у третій стан ввімкнення та вимкнення живлення. На рис.3.16 – схема, що виконує цю функцію.

Схема перекладає виходи у третій стан при напрузі живлення 1,2 В для LVT, LVT16 і ALVT та 2,1 В – для ABT і MULTI-BYTE.

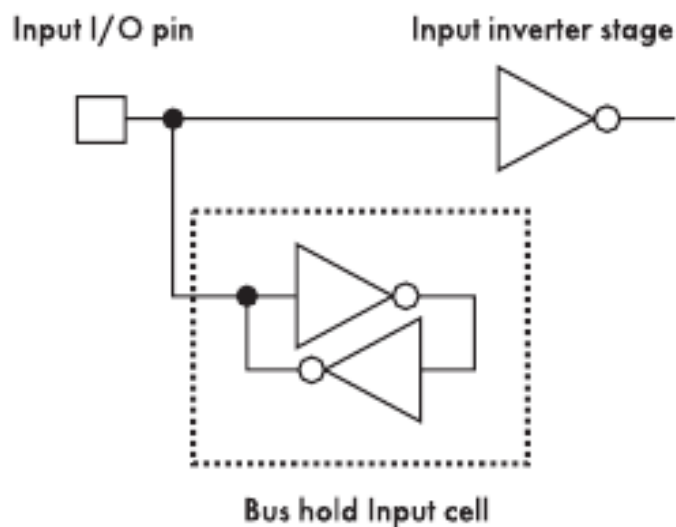


Рис.3.16. Схема переходу виходів ІС у третій стан.

Завдяки деяким властивостям будови, ПЛІС допомагають досягти найкращої результативності на противагу іншим способам виконання ЦФ. Реалізуючи ЦФ на основі ЦПОС середнього класу, можемо обробляти біля 5-ти мільйонів відліків даних за секунду(MSpS, Million samples per second).

Продуктивність 30-35 MSpS одержимо, використовуючи готові спеціалізовані БІС.

Досягають величин понад 100 MSpS, застосувавши ПЛІС сімейства FLEX8000 та FLEX10K.

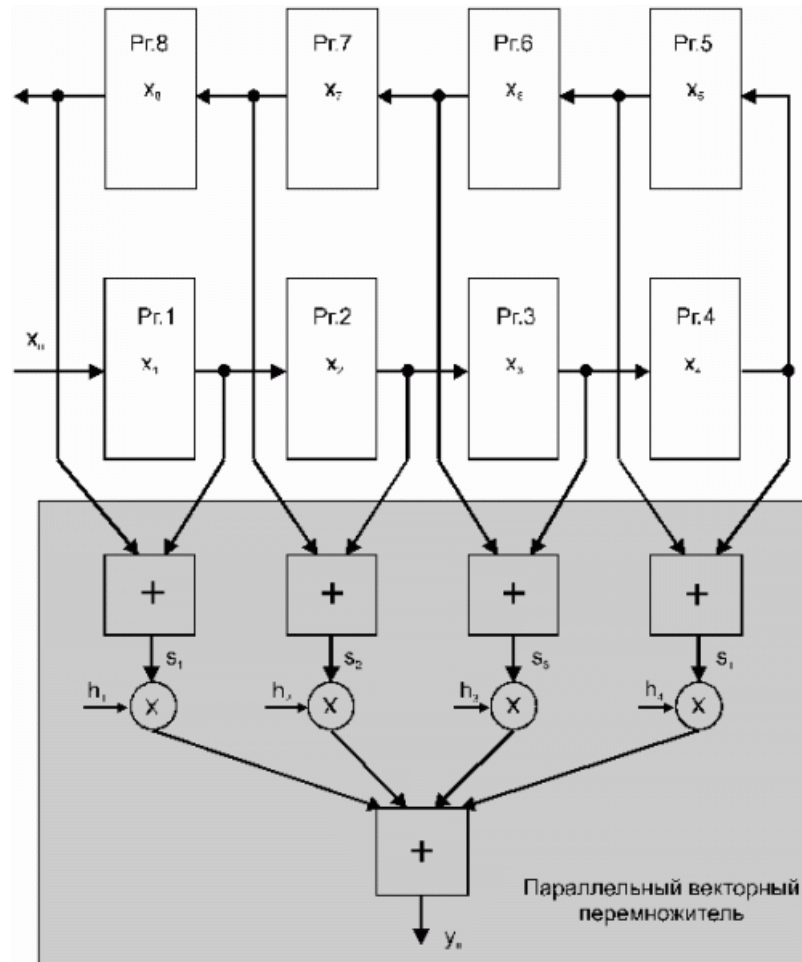


Рис. 3.17. Особливості реалізації ЦФ на основі ПЛІС сімейств FLEX8000 та FLEX10K

На рис.3.3:

x_n – сигнал на виході n-го регістра;

h_n – коефіцієнт СФ;

y_n – вихідний сигнал.

Запишемо вираз для визначення сигналу на виході фільтра:

$$y_n = \sum_{k=1}^8 x_n h_k$$

Для того, щоб фазова характеристика лишилась лінійною, коефіцієнти h_n СФ фільтра мають бути симетричні по відношенню до центрального значення. Це дозволяє зменшити величину множника.

Так як складові вектора h є сталими для всіх фільтрів зі сталими характеристиками, як паралельний векторний перемножник (ПВП)

використовуватимемо таблицю перекодування (ТП, LUT, Look-up table), з якої складається логічний елемент (ЛЕ) ПЛІС. Опишемо роботу векторного перемножника за допомогою рівняння:

$$y = s_1 h_1 + s_2 h_2 + s_3 h_3 + s_4 h_4.$$

Використовуючи ТП, паралельно виконуємо множення.

Наведемо у якості прикладу реалізацію дворозрядного векторного перемножника.

Вигляд вектора коефіцієнтів h :

h 1	h 2	h 3	h 4
01	11	10	11

Вектора сигналів s :

s 1	s 2	s 3	s 4
11	00	10	01

Числа, які одержуємо після множення, на виході ПВП:

h n	01	11	10	11	
s n	11	00	10	01	
Число, отримане в результаті множення p1	01	00	00	11	= 100
Число, отримане в результаті множення p2	01	00	10	00	= 011
Вихідний сигнал у	011	000	100	011	= 1010

Так само одержуємо результат $p1$ у випадку чотирирозрядних сигналів s_n . Число, яке одержимо після множення $p2$, обчислюється так само, але одержаний добуток необхідно змістити на 1 розряд у лівий бік. Структур 4-розрядного ПВП покажемо на рис.3.4.

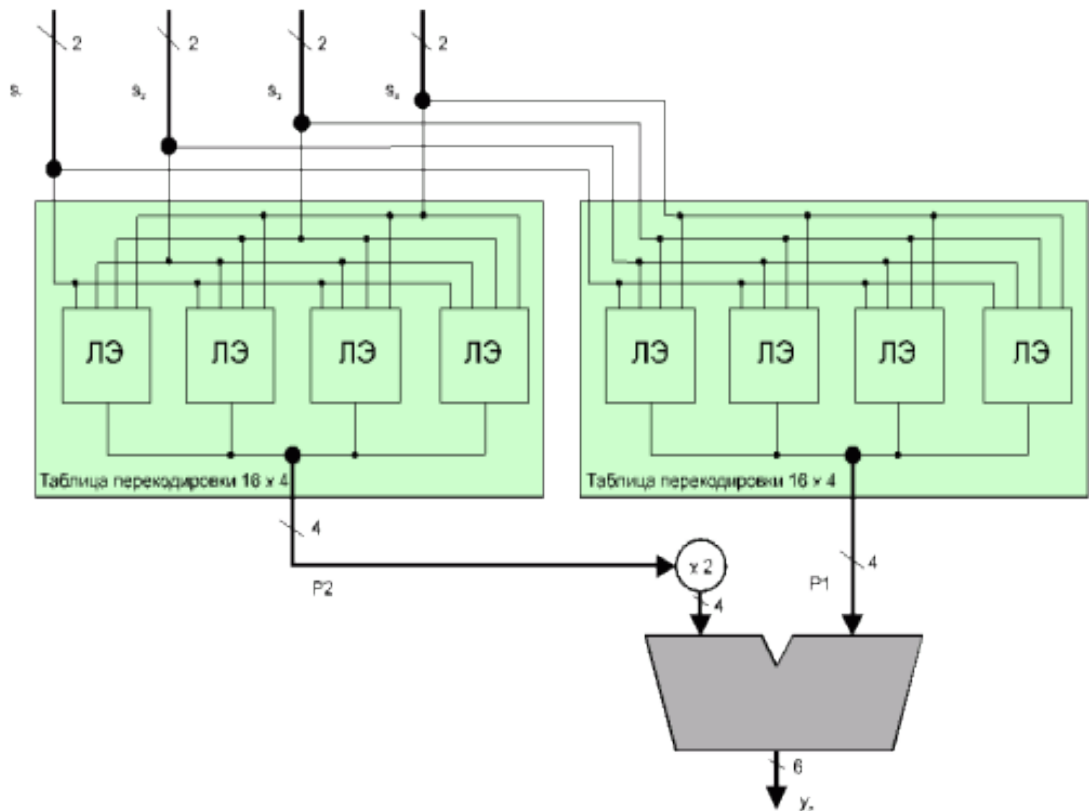


Рис. 3.18. Структура чотири розрядного РВП

Отже, якщо зростає розрядність представлення даних – зростає й розмірність ТП, і необхідне більше число ЛЕ. Так, з метою реалізації восьмирозрядної ПЛП потрібно використовувати 8 ТП із розмірністю 16x8. Операцію множення на 2 реалізують, використовуючи зсувні регістри.

Конвеєризацію обробки даних та збільшення продуктивності реалізують, включаючи зсувні регістри на виходах проміжних суматорів. Так як регістри знаходяться в складі відповідних ЛЕ, структура зберігає свою компактність та не потребує задіяння додаткових ЛЕ.

Найбільш важлива властивість паралельної будови фільтрів – висока продуктивність. Лише у випадку критичної кількості використаних ЛЕ будують фільтр з послідовною або ж комбінованою архітектурою.

В таблиці 3.1 покажемо порівняльні властивості фільтрів із однаковими розрядностями та порядками різної архітектури.

Таблиця. 3.4. Порівняльні характеристики фільтрів різних архітектур

Архітектура	Розрядність даних	Порядок	Розмір (число ЛЕ)	Тактова частота, МГц	Число тактів до отримання результату	Швидкодія, MSpS
паралельна	8	16	468	101	1	101
послідовна	8	16	272	63	9	7

Застосувавши послідовну архітектуру побудови фільтра, зменшуємо кількість використаних ЛЕ. Як і при паралельній будові фільтра, з метою обчислення часткових p_1, p_2, \dots, p_N , $N = W + 1$ чисел використовують РП. Такий ЦФ може обробити 1 розряд вхідного сигналу за 1 такт. Послідовно знайдені тактові числа, що були одержані в результаті множення, накопичують в акумуляторі, що масштабують МА. МА дозволяє зміщувати вміст вправо на 1 розряд за 1 такт.

Після проходження $W + 1$ тактів на виході одержуємо результат. Блок керування формує керуючі сигнали, які контролюють правильне виконання операцій.

Компроміс між економічністю та швидкодією – це комбінована архітектура. Тут використовують паралельні і послідовні регістри.

Конвеєризація – ефективний спосіб для збільшення продуктивності фільтра. Використовують додаткові регістри для дотримання синхронізації, якщо довжина вектора S – не ступінь двійки.

Каскадування – послідовне з'єднання фільтрів меншого порядку для створення фільтрів з вищим порядком.

Щоб збільшити розрядність даних, необхідно дотримуватися вищої точності в обчисленнях та вища розрядність коефіцієнтів. Та при збільшенні

розрядності даних на 1 біт необхідно використовувати додаткову ТП за паралельної архітектури і зростає час фільтрації на 1 такт за послідовної архітектури. Також задля забезпечення необхідної точності даних треба для 32 фільтра 19 розрядів довжини вихідного слова при восьмирозрядних вхідних даних.

Для побудови фільтра з непарним порядком видаляють 1 регістр зсуву. Фільтр з антисиметричною характеристикою реалізують, не састосовуючи суматори.

Легкі в реалізації фільтри з проріджуванням та із інтерполяцією відліків. Створюючи проріджувальний фільтр, зменшують покаскадно тактову частоту, при цьому досить сильно знижується споживання енергії.

Інтерпольований фільтр виконує протилежну дію – збільшує частоту вибірки у задану кількість разів. Способом реалізації цього підходу є додавання до відліків нулів.

Можливістю архітектури ПЛІС сімейств FLEX є реалізація двомірних фільтрів для оброблення зображень і ґратчасті структури.

Для створення фільтрів застосовують цілий ряд спеціальних програмних засобів, що допомагають створити системну функцію фільтра, змодельовати його роботу, і бібліотеку мегафункцій, які вміщують реалізації типових структур ЦФ.

Фірма ALTERA постачає програмний продукт Firgen у складі Altera DSp Design KIT. Функціями Firgen є моделювання фільтра з певними коефіцієнтами, та створення спеціальних файлів .для реалізації фільтра програмними засобами MAX + plus II. Для створення відгуку фільтра, що одержується як результат моделювання засобами Firgen можна застосовувати Microsoft Exel чи програмою GNUplot, що входить до Altera DSp Design KIT. Покажемо процес розробки фільтра на рис. 3.6.



Рис.3.19. Схема реалізації синтезованого алгоритму цифрової фільтрації

Таблиця 3.2 показує дані про мегафункції Altera DSP Design KIT:

Таблиця 3.5. Дані про мегафункції Altera DSp Design KIT

Модель	Розрядність вх. Даних	Число відводів (порядок)	Розрядність уявлення			Розмір (число ЛЕ)	Продуктивність (MSpS)	
			коефіцієнт	внутрішня	вихід даних		з конвеєрів	без конвеєра
Fir_08tp	8	8	8	17	17	296	101	28
Fir_16tp	8	16	8	10	10	468	101	20
Fir_24tp	8	24	8	10	10	653	100	18
Fir_32tp	8	32	8	10	10	862	101	18
Fir_16ts	8	16	8	18	18	272	7	3.4
Fir_64ts	8	64	8	24	24	920	6.5	2.4
Fir_3x3	8	9	8	18	18	327	102	24

Висновки до розділу

Розглянувши основні алгоритми цифрової фільтрації та шляхи їх реалізації на ПЛІС, можна зробити наступні висновки.

Розробники усвідомлюють необхідність створення бібліотек мегафункцій різних функціональних вузлів, особливо пристроїв цифрової обробки сигналів. Певні кроки в цьому напрямку робить фірма ALTERA. Так, в серпні 1995 року була заснована програма підтримки партнерів - розробників мегафункцій (AMpp, ALTERA Megafunction partners program). У 1997 році в цій програмі взяли участь понад 15 незалежних фірм - розробників. Проаналізувавши номенклатуру мегафункцій, випущених в

рамках даної програми, можна сказати, що питанням цифрової обробки сигналів (ЦОС), і, зокрема, фільтрації приділяється недостатня увага. Так, з 18 партнерів АМрр не більше чверті представили готові продукти або заявили про що ведуться розробки в цій галузі. При цьому основну масу розробок становлять мегафункції, що втілюють стандартні мікропроцесори та мікроконтролери, пристрої обслуговування шинних магістралей (ISA, PCI), мережеві контролери і т.д. Типовими пропозиціями засобів ЦГЗ є мегафункції, що реалізують ШПФ. Фірмою Vendor розроблені бібліотеки мегафункцій фільтрів, обробці зображень, медіанного фільтрів, розроблені також мегафункції, що реалізують деякі алгоритми адаптивної фільтрації.

РОЗДІЛ 4. РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Розроблення та виведення стартап-проекту на ринок передбачає здійснення низки кроків, в межах яких визначають ринкові перспективи проекту, графік та принципи організації виробництва, фінансовий аналіз та аналіз ризиків і заходи з просування пропозиції для інвесторів.

Для будь-якого стартап-проекту найважливішим є успішний ринковий старт. Фахівці зі створення та розвитку стартап-проектів окремо відзначають, що відсутність маркетингових знань та умінь, що уможливають розробку ринково затребуваного проекту із вихідної ідеї, є основною причиною високого рівня банкрутств стартап-компаній, і ця проблема може бути вирішена за рахунок навчання винахідників. Відповідно, основним призначенням даного розділу є отримання знань щодо суті, основних принципів розроблення стратегії ринкового впровадження та маркетингового управління інноваційними стартап-проектами у промислових галузях економіки, використання ефективних маркетингових інструментів просування високотехнологічних продуктів виробництва та послуг.

У даному розділі виконаємо перший етап розроблення стартап-проекту, а саме маркетинговий аналіз – виявимо ринкові можливості використання результатів роботи розробленого науково-технічного рішення.

4.1. Опис ідеї проекту

Підвищення ефективності заводозахисту системи керування платформою робота.

Запропонована система здійснює одробку інформації яка надходить на механізми управління, які встановлені на мобільному роботі, аналіз побудованої карти та розрахунок параметрів фільтру для управління багатопалої робочої кінцівки для здійснення стійкого захвату.

У наш час у багатьох галузях науки і техніки важливу роль відіграють роботизовано пристрої, які допомагають виконувати різні задачі зв'язані з переміщенням важких речей. Зокрема, побудова тривимірних моделей об'єктів, що знаходяться на виробничій лінії, для подальшого розрахунку параметрів захватного пристрою є важливою задачею, яка має виконуватись за максимально короткий проміжок часу. Існує велика кількість методів побудови цифрових фільтрів. Загальна риса цих методів – видача результатів аналогово сигналу з наявним шумом, що впливає на роботу механізмів керування роботизованими об'єктами. Усі ці методи мають дуже вагомий недолік – швидкодію. Для побудови моделі з високою точністю відтворення, необхідно провести довготривалий аналіз методів цифрової фільтрації сигналів та високовартісного обладнання, характеристики якого залежать безпосередньо від об'єкту відтворення (матеріалу, розмірів, електропровідності тощо). Беззаперечним конкурентом існуючим технологіям є метод побудови цифрової фільтрації на основі фільтру з застосуванням перетворень Фур'є. Він не потребує встановлення дорогого обладнання, адже обробка сигналу виконується прямо в мікросхумі. Крім того, процес отримання моделі є набагато швидшим, адже для обробки необхідно лише аналоговий сигнал. Така система є корисною на виробничій лінії, що працює з об'єктами різного розміру, форми та матеріалів (системи транспортування, сортування тощо). Потенційний розробник має досвід роботи в даній сфері та профільну освіту.

Необхідний внесок інвесторів – 500000 грн. за перший рік. Сам проект буде частково профінансований розробниками проекту.

Таблиця 4.1.1. Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Прискорення загального темпу виробництва, шляхом впровадження системи фільтрації сигналів для об'єктів та розрахунку параметрів захватного пристрою	1. виробництво та промисловість; 2. сфера торгівлі та продажу товарів; 3. транспорт; 4. сортувальні системи для логістики; 5. системи сортування сміття; 6. військові системи (системи маніпулювання об'єктами з небезпечних матеріалів); 7. домашнє господарство(робот-помічник); 8. системи доставки крупногабаритних товарів; 9. сортування будівельних відходів; 10. бібліотеки та музеї (маніпулювання крихкими об'єктами)	Економічні

Система дозволить забезпечити оперативну маніпуляцію будь-яким об'єктом на виробництві.

Таблиця 4.1.2. Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

№ n/n	Техніко-економічні характеристики ідеї	Потенційні товари/концепції конкурентів			W (слабка сторона)	N (нейт- ральна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	Конку- рент 1	Конку- рент 2			
1.	Тренд споживання	Підвищення	The Smart Grasping System	RightPick		+	
2.	Швидкість побудови моделі захвату	ефективност					+
3.	Надійність	і				+	
4.	Вартість підготовки та впровадження	завадозахист					+
5.	Вартість обслуговування	у системи керування платформою робота				+	

4.2. Технологічний аудит ідеї проекту

Таблиця 4.2. Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ n/n	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1.	Побудова тривимірної карти навколишнього середовища	SLAM	+	+
2.	Сегментація моделі об'єкта	Region growing	+	+
3.	Фільтрація	GraspIt	+	+

4.3. SWOT-аналіз проекту

Аналізуються можливості впровадження проекту на основі складання матриці SWOT-аналізу – матриці, де ідентифікуються сильні (Strength) та слабкі (Weak) сторони, загрози (Troubles) та можливості (Opportunities) проекту (табл.). Перелік ринкових загроз та ринкових можливостей складається на основі аналізу факторів загроз та факторів можливостей зовнішнього середовища проекту. Перелік сильних та слабких сторін складається на основі аналізу внутрішніх факторів, притаманних організації (підприємству) та ініціаторам проекту.

Таблиця 4.3.1. SWOT-аналіз проекту

<p>Сильні сторони (S):</p> <ul style="list-style-type: none">– Інноваційність– Наявність функцій, не доступних у аналогів	<p>Слабкі сторони (W):</p> <ul style="list-style-type: none">– Вузконаправленість системи– Немає постійних каналів прибутку– Недолік практичних досліджень даної технології
<p>Можливості (O):</p> <ul style="list-style-type: none">– Масштабованість– Використання у інших сферах– Інтеграція з існуючими системами	<p>Загрози (T):</p> <ul style="list-style-type: none">– Можлива поява продуктів-кокурентів– Відсутність фінансування– Створення принципово нових технологій транспортування на виробничих лініях

Визначаються потенційні сегменти споживачів, їх характеристики, формується орієнтовний перелік вимог до продукції та її виробника у кожного сегменту. На основі цього визначається канал збуту продукції та інші специфічні особливості взаємодії.

Таблиця 4.3.2. Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Потреба, що формує ринок</i>	<i>Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)</i>	<i>Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів</i>	<i>Вимоги споживачів до товару</i>
1.	Прискорити процес аналізу даних про навколишнє середовище та генерацію захвату	підприємства		Економічні та ергономічні (зручність використання)
2.		системи маніпулювання об'єктами		
3.		системи сортування		
4.		Логістика		
5.		бібліотеки та музеї		

Таблиця 4.3.3. Фактори загроз

<i>№ n/n</i>	<i>Фактор</i>	<i>Зміст загрози</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
1.	Вплив зовнішніх факторів на роботу камери та робочої кінцівки (вологість, температура, випромінення)	Неможливість використання через умови виробництва.	Зміна виробничих умов або відмова від продукту

Таблиця 4.3.4. Фактори можливостей

<i>№ п/ п</i>	<i>Фактор</i>	<i>Зміст можливості</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
1	Зниження витрат	Зведення до мінімуму та прискорення процесу сортування різнорідних об'єктів	Заощадження коштів
2	Зменшення штату працівників	Система автоматизує роботу підприємства	Заощадження коштів
3	Виявлення непередбачуваних ситуацій	Видає попередження у разі невідповідності	Відмова від додаткових заходів безпеки

Таблиця 4.3.5. Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

<i>Особливості конкурентного середовища</i>	<i>В чому проявляється дана характеристика</i>	<i>Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)</i>
Тип конкуренції	Олігополія	Диференціація у маркетингових підходах у взаємодії із споживачами
Рівень конкурентної боротьби	Національний рівень конкурентної боротьби	Відповідність технології та якості продукту вимогам законодавства України
За галузевою ознакою	Міжгалузева	Урахування особливостей конкурентного середовища у кожній галузі, з якою взаємодіє стартап.
Конкуренція за видами товарів	Товарно-видова конкуренція	Відстеження тенденцій на ринку з можливістю появи на ринку продуктів-замінників.
За характером конкурентних переваг	Цінова	1. Удосконалення технології, що спрямована на підвищення базових переваг.
За інтенсивністю	Не марочна інтенсивність	Забезпечення масштабованості стартапу в найближчій перспективі для створення стійкого сприйняття стартапу як окремої бізнес одиниці.

Таблиця 4.3.6. Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

	<i>Прямі конкуренти в галузі</i>	<i>Потенційні конкуренти</i>	<i>Постачальники</i>	<i>Клієнти</i>	<i>Товари-замінники</i>
<i>Складові аналізу</i>	<i>Навести перелік прямих конкурентів</i>	<i>Визначити бар'єри входження в ринок</i>	<i>Визначити фактори сили постачальників</i>	<i>Визначити фактори сили споживачів</i>	<i>Фактори загроз з боку замінників</i>
Висновки:	Визначити інтенсивність конкурентної боротьби з боку прямих	- чи є можливості входу в ринок? - чи є потенційні конкуренти? Строки виходу їх	Чи постачальники диктують умови роботи на	Чи клієнти диктують умови роботи на ринку? Які?	Обмеження для роботи на ринку через товари замінники

	конкурентів	на ринок?	ринку? Які?		
--	-------------	-----------	-------------	--	--

Таблиця 4.3.7. Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)
1	Економічний	Низька вартість впровадження та експлуатації.
2	Надійність	Система у режимі онлайн виявляє непередбачувані ситуації.
3	Транспортабельність	Система знижує середню трудомісткість переміщення будь-якого ресурсу.
4	Ергономічний	Підвищує зручність маніпулювання об'єктами.

Таблиця 4.3.8. Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з системою						
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Економічний	18						+	
2	Надійність	17						+	
3	Транспортабельність	18						+	
4	Ергономічний	19						+	

Таблиця 4.3.9. Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1.	Стратегія нейтралізації ринкових загроз сильними сторонами стартапу.	вище середньої	1 рік
2.	Стратегія підсилення сильних сторін за рахунок ринкових	Висока	4 місяці

	можливостей.		
3.	Стратегія компенсації слабких сторін наявними ринковими можливостями.	середня	3 роки

4.4. Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії передбачає визначення стратегії охоплення ринку: опис цільових груп потенційних споживачів.

Таблиця 4.4.1. Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1.	Підприємства	Висока	специфічний	помірна	легкий вхід
2.	Системи маніпулювання об'єктами	Висока	Достатній	помірна	легкий вхід
3.	Системи сортування	Висока	Достатній	помірна	високий бар'єр входу у галузь
4.	Логістика	середня	специфічний	помірна	високий бар'єр входу у галузь
5.	Бібліотеки та музеї	Висока	Достатній	помірна	легкий вхід

Таблиця 4.4.2. Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи
1.	Стратегія лідерства за	Вибіркова та	- цінова конкуренція серед фірм-продавців

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи
	витратами	ексклюзивна стратегії охоплення ринку	<p>особливо сильна;</p> <ul style="list-style-type: none"> - вироблені в галузі товари відрізняються високим ступенем стандартизації, марки різних виробників практично ідентичні, і покупці не бачать великої різниці між ними, тому різниця в ціні для них істотна; - якщо витрати покупців на переключення з одного товару на інший відносно низькі, то це дозволяє їм вибирати товар з більш низькою ціною; - якщо зусилля значної частини покупців спрямовані на погодження ціни, то товари з низькими цінами будуть швидше реалізовуватися. <p>Лідерство за витратами стосовно конкурентів є серйозною конкурентною перевагою. Але при цьому необхідно враховувати можливі ризики даної стратегії.</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. У випадку, якщо конкуренти почнуть використовувати нову технологію, що відкриє їм шлях до зниження витрат, то фірма-лідер може втратити свою перевагу, не одержавши віддачі від попередніх інвестицій. 2. Конкуренти можуть скопіювати навички лідера за витратами, що може різко скоротити тривалість життя завойованої

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи переваги.

Таблиця 4.4.2. Визначення базової стратегії розвитку(продовження)

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи
			<p>3. Працюючи над проблемою зниження витрат, фірма може не помітити інші можливості, використання яких дозволило б їй вийти в лідери.</p> <p>4. Зміна смаків і переваг покупців також може позбавити фірму придбаних переваг.</p>

Таблиця 4.4.3. Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першо-прохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки
1.	Так	Так	Так, основною задачею проекту являється збереження клієнтів. Принцип дії лишається не змінний. Змінюються алгоритми оптимізації	Оборонна

4.5. Обґрунтування ресурсів та витрат проекту

4.5.1. Визначення ціни

Експертним методом визначається ціна продукції з огляду на ціни на товари-аналоги або товари субституту, а також рівень доходів цільової групи споживачів (табл.4.5.1).

Таблиця 4.5.1. Визначення ціни

№	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на продукцію	Розрахунок ціни продукції
1.	\$29,000 = 783000грн (Faro Focus 3D X330 Laser Scanner)	\$1,441.49 = 39000грн (IIIDScan PrimeSense 3D Scanner)	100000-5000000000	10 000 грн – 500 000 грн	20 000 грн

Таблиця 4.5.2. Визначення обсягу продукції

Показник	Значення по роках				
	2019	2020	2021	2022	2023
Загальна потреба в продукції	0	10	20	30	50
Можливі річні обсяги випуску в натуральних показниках	0	10	20	30	35
Ціна одиниці продукції (тис. грн.)	100	50	30	20	20
Річні обсяги випуску в вартісних показниках (тис. грн.)	0	500	600	600	1000

4.5.2. Розрахунок загальних початкових інвестиційних витрат

Визначаються першочергові витрати, необхідні для запуску проекту – ті, що передують основній діяльності та мають бути понесені для її реалізації.

Таблиця 4.5.3. Розрахунок загальних початкових інвестиційних витрат

<i>№</i>	<i>Назва етапу</i>	<i>Строки виконання</i>	<i>Обсяги фінансування, тис. грн.</i>
1.	Проведення досліджень	30.05.2020-30.08.2020	50
3.	Розробка або придбання технології	30.08.2020-30.12.2020	50
4.	Придбання устаткування	30.07.2020-30.08.2020	70
6.	Організація діяльності та запуск проекту	30.12.2020-30.02.2021	80
7.	Витрати на управління	-	20
8.	Початкові виробничі витрати	-	50
9.	Інші витрати	-	30
<i>Разом</i>		30.05.2020-30.02.2021	350

4.5.2. Розрахунок виробничих витрат

Визначаються витрати, необхідні для реалізації поточної діяльності за проектом (виробництво продукції, надання послуг тощо).

Таблиця 4.5.4. Розрахунок виробничих витрат

<i>№ з/п</i>	<i>Стаття витрат</i>	<i>Сукупні витрати за період, тис. грн.</i>				
		<i>2019</i>	<i>2020</i>	<i>2021</i>	<i>2022</i>	<i>2023</i>
1.	Загальногосподарські витрати					
1.1.	витрати на оренду та утримання приміщень, обладнання	30	50	50	50	50
1.2.	комунальні витрати	10	20	20	30	40
1.5.	витрати на збут, просування та рекламу	0	10	20	20	10
2.	Витрати на матеріальні ресурси	20	50	50	50	50

	(комплектуючі, сировина)					
3.	Витрати на оплату праці	100	300	200	200	200
4.	Інші витрати (якщо є)					
<i>Разом:</i>		160	470	340	350	350

4.5.3. Розрахунок загальних витрат на реалізацію проекту по роках

Таблиця 4.5.5. Розрахунок загальних витрат на реалізацію проекту по роках

Показник	Значення по роках						Разом
	2019	2020	2021	2022	2023	2024	
Інвестиційні витрати (п. 6.5.2)	0	350	0	0	0	0	350
Виробничі витрати (п. 6.5.3)	0	160	470	340	350	350	1670
Обсяг загальних витрат, в тому числі за рахунок	0	510	470	340	350	350	2020
– власних коштів	0	10	470	340	350	350	1520

– кредиту	0	0	0	0	0	0	00
– коштів інвестора	0	500	0	0	0	0	500

4.6. План робіт та партнери проекту

На основі визначених в п. 3.3 основних бізнес-процесів та інших характеристик проекту визначаються виконавці процесів (партнери) та результат, який має бути отриманим.

Можна виділити чотири типи партнерських відносин: співробітництво між неконкуруючі компаніями; партнерство між конкурентами; спільні підприємства для запуску проектів; відносини виробника з постачальниками, підрядниками та виконавцями певних видів робіт.

Таблиця 4.6. План робіт

<i>№</i>	<i>Бізнес-процес проекту</i>	<i>Термін виконання початок – закінчення (місяць, рік)</i>	<i>Виконавець, співвиконавці</i>	<i>Результат</i>
----------	------------------------------	--	----------------------------------	------------------

1.	Дослідження та аналіз алгоритмів вирішення поставленої задачі	06.2020-08.2020	Розробники	Обрання підходу для вирішення задачі
2.	Розробка алгоритму	09.2020-12.2020	Розробники	Вибір алгоритму та його реалізація
3.	Технологічна підготовка системи	01.2021-02.2021	Співпраця з постачальниками	Вибір технологічних складових та їх налаштування
4.	Дослідження розвитку ринку	03.2021-04.2021	ТОВ «Manage Mobile»	Визначення ефективної стратегії маркетингу
5.	Організація маркетингу	03.2021-03.2022	ТОВ «Manage Mobile»	Отримання корисної інформації про ринок
6.	Організація продажів	03.2021-03.2023	ТОВ «Manage Mobile»	Продаж продукту користувачам
7.	Післяпродажне обслуговування	04.2021-04.2024	ТОВ «Manage Mobile»	Усунення недоліків та супровід системи

4.7. Грошовий потік та економічна оцінка проекту

4.7.1. Визначення точки беззбитковості проекту

Точка беззбитковості відображає обсяг виробництва інноваційної продукції, при досягненні якого виручка від реалізації покриває сумарні витрати на її виробництво.

Розрахунок точки беззбитковості проводиться за формулою:

$$T_{\text{б}} = \frac{C}{P - V},$$

де С – постійні витрати на весь обсяг продукції (ті, які не залежать від обсягу виробництва продукції – загальногосподарські витрати та витрати на оплату праці, визначені в п. 6.4);

Р – ціна одиниці продукції;

V – змінні витрати на одиницю продукції (ті, які пропорційно залежать від обсягу виробництва продукції – витрати на матеріальні ресурси, визначені в п. 7.4).

4.7.2 Формування грошового потоку від реалізації проекту

Чистий дисконтований дохід (NPV, Net Present Value) – це різниця між надходженнями за весь період інноваційного проекту та інвестиціями в проект.

Таблиця 4.7.1. Формування грошового потоку від реалізації проекту

№	Показник	Значення по роках						Разом
		2019	2020	2021	2022	2023	2024	
1.	Надходження від проекту (виручка від реалізації продукції, послуг) (D)	0	0	500	600	600	1000	2700
2.	Загальні витрати (I)	0	510	470	340	350	350	2020
3.	Грошовий потік (3 = 1 – 2) (CF)		-510	30	260	250	650	(NPV) 680
4.	Акумуляований грошовий потік (ACF)						(NPV)	-

Проект доцільно прийняти, оскільки $NPV=680000 > 0$.

4.7.3. Розрахунок індексу рентабельності інвестицій в проект.

ROI (Return On Investment) характеризує рівень грошового потоку, що припадає на одиницю інноваційних витрат і обчислюється за формулами:

а) якщо інвестиція здійснюється одноразово: $ROI = \sum_T D_t / I_t = 2700000 / 2020000 = 1,34$

б) якщо інвестиція здійснюється протягом ряду років: $ROI = \sum_T D_t / \sum_T I_t$,

D_t – надходження у відповідному періоді,

I – разова інвестиція,

I_t – інвестиція у відповідному періоді.

Якщо $ROI > 1$ – інноваційний проект доцільно прийняти; якщо $ROI < 1$ – проект варто відхилити; $ROI = 1$ – проект не принесе ні прибутків, ні збитків, при цьому $NPV=0$. Чим більшим є значення цього показника, тим вищою є віддача кожної грошової одиниці, інвестованої в інноваційний проект. Критерій ROI використовують при виборі певного проекту із декількох альтернативних, у яких NPV приблизно однакові.

Інноваційний проект доцільно прийняти, оскільки $ROI = 1,34 > 1$

4.7.4 Період окупності інвестицій.

$T_{ок}$ – це розрахунковий термін від початку реалізації проекту, починаючи з якої акумульований грошовий потік (ACF) приймає стійке позитивне значення. Іншими словами, це – період (вимірюваний в місяцях, кварталах або роках), починаючи з якого первинні вкладення і інші витрати, пов'язані з інвестиційним проектом, покриваються сумарними результатами його здійснення.

Термін окупності розраховується за формулою:

$$T_{ок} = t + \frac{ACF_t}{ACF_{t+1} + \frac{ACF_t}{ACF_{t+1}}}$$

= 3,9 року

де t – останній періоду реалізації проекту, при якому акумульований грошовий потік (різниця накопиченого доходу і витрат) приймає від'ємне значення (ACF – рядок 4 табл. 6.7.2) – у формулі зазначається порядковий номер періоду від початку фінансування);

ACF_t – це остання від'ємна різниця накопиченого доходу та витрат (грн.);

ACF_{t+1} – це перша позитивна різниця накопиченого доходу та витрат (грн.).

$t=3$ роки (різниця накопиченого доходу і витрат на початок 2021 року становить – 220). Далі, за 2021 рік середньомісячний дохід становить $250 \backslash 12 = 20,83$. Тобто, за $220 \backslash 20,83 = 10,5$ місяців 2021 року відбудеться окупованість інвестицій проекту. Маємо у загальному: $T_{ок} = 3 \text{ роки} + 11 \text{ міс} = 3,9 \text{ року}$.

Висновки до розділу

Розроблено техніко-економічне обґрунтування (бізнес-план) інноваційного проекту по створенню системи тривимірної реконструкції мобільного робота та її впровадженню. Створено резюме проекту, окреслено його основні характеристики. Визначено ключові види діяльності проекту, ціннісні пропозиції та споживачі. Для цього проаналізовано взаємовідносини зі споживачами та канали збуту. Проведено обґрунтування ресурсів та витрат проекту.

На підставі проведених обчислень та вищевикладеного можна впевнено стверджувати, що в запропонований проект доцільно інвестувати кошти. З точки зору повернення коштів інвесторів проект є надзвичайно привабливим та ефективним за усіма характеристиками та показниками.

ВИСНОВКИ

У ході виконання магістерської дисертації було розглянуто питання пов'язане з удосконаленням структури системи компенсації флуктуацій вхідного сигналу робота. Був проведений аналіз існуючих способів компенсації флуктуацій. Так для вирішення задачі захисту системи керування роботом від впливу флуктуацій, необхідно синтезувати оптимальну систему керування, тобто таку, що забезпечить найменші помилки при заданих зовнішніх впливах.

Проведено розробку алгоритму цифрової фільтрації сигналів на основі мат. апарату швидкого перетворення Фур'є. На основі проведеного дослідження варто зробити наступний висновок:

На сьогодні широкого застосування отримало швидке перетворення Фур'є. Його переваги очевидні: перевагою Фур'є фільтрації є можливість у реальному масштабі часу аналізувати спектр сигналу, на базі цього аналізу гнучко підбирати параметри фільтра і спостерігати результат фільтрації з подальшим коригуванням параметрів фільтра, якщо в цьому є необхідність.

У швидкому перетворенні Фур'є час обчислень економиться за рахунок зменшення кількості множень, необхідних для аналізу кривої. У той час коли кількість множень має важливе значення просто тому, що операція множення виконується значно повільніше інших машинних операцій, таких як додавання, зчитування з пам'яті або запис даних в пам'ять.

У методі швидкого перетворення Фур'є крива ділиться на велике число рівномірно розподілених вибірових значень. Кількість операцій множення, необхідних для аналізу кривої, зменшується наполовину при такому ж зменшенні кількості точок. Наприклад, крива з 16 вибіровими значеннями зазвичай вимагає 16 в квадраті, або 256 множень. Але припустимо, що крива була поділена на два інтервали, по 8 точок в кожному. У цьому випадку кількість множень, необхідних для аналізу кожного інтервалу, так само 82,

або 64. В сумі для обох інтервалів отримуємо 128, або половину від початкової кількості.

Саме тому даний алгоритм перетворення обрано для подальшого дослідження.

На основі проведено досліджено варто зазначити, що для збільшення швидкодії ШПФ запропонована наступна ідея: обчислювальний процес потрібно організувати таким чином, щоб на кожній стадії дані для обробки можна було б зчитувати з пам'яті послідовно. Для цього на попередній стадії результати обчислень потрібно зберігати в необхідному порядку.

Розглянутий алгоритм був реалізований на процесорі ARM Cortex M3. Час виконання перетворення Фур'є для 128 точок (вхід - комплексні 16-бітові цілі числа в форматі Q15 нормовані на половину діапазону, для запобігання переповнення після кожної стадії дані діляться на два) включаючи збереження контексту склала 1900 тактів (менше 15 тактів на точку). Цей результат на 20% швидше найкращого з відомих результатів (2400 тактів, менш 19 тактів на точку) для алгоритмів, що виконують обчислення «на місці».

Таким чином, алгоритми типу «пінг-понг» дозволяють отримувати в загальному випадку, більш швидкі і прості функції для обчислення спектрів сигналів.

Вони були використані при розробці функцій ШПФ математичної бібліотеки для процесорів на ядрах ZSP. Розроблені функції мають продуктивність на 10-20% вище оціночних значень продуктивності класичних алгоритмів.

Розробники усвідомлюють необхідність створення бібліотек мегафункцій різних функціональних вузлів, особливо пристроїв цифрової обробки сигналів. Певні кроки в цьому напрямку робить фірма ALTERA. Так, в серпні 1995 року була заснована програма підтримки партнерів - розробників мегафункцій (AMpp, ALTERA Megafunction partners

program). У 1997 році в цій програмі взяли участь понад 15 незалежних фірм - розробників. Проаналізувавши номенклатуру мегафункцій, випущених в рамках даної програми, можна сказати, що питанням цифрової обробки сигналів (ЦОС), і, зокрема, фільтрації приділяється недостатня увага. Так, з 18 партнерів АМрр не більше чверті представили готові продукти або заявили про що ведуться розробки в цій галузі. При цьому основну масу розробок становлять мегафункції, що втілюють стандартні мікропроцесори та мікроконтролери, пристрої обслуговування шинних магістралей (ISA, pCI), мережеві контролери і т.д. Типовими пропозиціями засобів ЦГЗ є мегафункції, що реалізують ШПФ. Фірмою Vendor розроблені бібліотеки мегафункцій фільтрів, обробці зображень, медіанного фільтрів, розроблені також мегафункції, що реалізують деякі алгоритми адаптивної фільтрації.

Результати роботи над магістерською дисертацією опубліковані у статті “МОДЕРНІЗАЦІЯ СИСТЕМИ ТАКТОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ З МЕТОЮ ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ ТА ДИНАМІЧНОЇ ТОЧНОСТІ” Міжвідомчий науково-технічний збірник «Адаптивні системи автоматичного управління». - 2018.- № 1 (32) - І. Р. Пархомей, О. В. Яровий, А. В. Дибань та тезах науково-технічної конференції - Зб. наук. доп. та тез науково-технічної конференції; м. Київ, 25-26 квітня 2019р., Київський національний університет імені Тараса Шевченка / Редкол.: І.О. Анісімов (голова) та ін.. — К.: Київський національний університет імені Тараса Шевченка, 2019. - С.О. Іванченко, О.А. Рушак, О.В. Яровий, А.В. Дибань - Правило обробки надлишкових даних для обґрунтування захищеності джерел від витоку інформації в рамках імплементації міжнародних стандартів з менеджменту інформаційної безпеки.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Новиков И.Я., Стечкин С.Б. Основы теории всплесков // Успехи математических наук. 1998. – №. 53. – № 6. – С.9-13.
2. Петухов А.П. Введение в теорию базисов всплесков. СПб.: Изд. СПбГТУ, 1999. – 131 с.
3. Martin Vatterli, Jelena Kovačević. Wavelets and Subband Coding. Prentice Hall, New Jersey, 1995.
4. Лукин А. Введение в цифровую обработку сигналов. – М.: Наука, 2002. – 44 с.
5. Зубарев Ю.Б., Витязев В.В., Дворкович В.П. Цифровая обработка сигналов – информатика реального времени, <http://www.dsps.ru/elmaterials/artic99-13.pdf>
6. Рябкин Ю.В. Программная система визуализации частотно-временных характеристик сигналов радиолокационных станций / Донбасс – 2020. Наука и техника – производству: Материалы 3-й научно-практической конференции. Г. Донецк, 30-31 мая 2006г. – Донецк, ДонНТУ Министерство образования и науки, 2006. – с. 13-14.
7. Основные характеристики аналогового сигнала, <http://www.inforeg.org.ru/about.html>
8. Сазанов В. М., Парфенов Н. С. Цифровая обработка сигналов: прошлое и настоящее. Часть 1. Прошлое, <http://www.computer-museum.ru/histussr/dsp.htm>
9. Рабинер и Голд. Теория и практика цифровой обработки сигналов, <http://dsp-book.narod.ru/RG.html>
10. Козн Л. Время-частотные распределения: Обзор // ТИИЭР. 1989. – Т. 77. – № 10. – С. 120.
11. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. Пер. с франц. М.: Мир, 1983. – Т. 2. – 256 с., ил.

12. Boualem Boashash. Note on use Wigner distribution for time-frequency signal analysis // IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1988. – V. 36. – No 9. – P. 1518.

13. Лазоренко О. В. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 2. Методы анализа и применение // Радиофизика и радиоастрономия. – 2008. – Т. 13. – № 4. – С. 270-322.

14. Молчанов С.В., Можухин Г.В. Детектирование сигналов ядерного квадрупольного резонанса с ограниченной выборкой данных // Вестник Российского государственного университета им. И. Канта, 2010. – № 4. – С. 101-111.

15. Костылев В.И., Панфилов С.А. Анализ экспериментального шума бистатистических радиотехнических систем // Вестник Воронежского института МВД России, 2010. – № 2. – С. 115-123.

16. Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Негробов В.В. и др. Анализ перспективных направлений развития методов оценки угловых координат источников радиоизлучения // Вестник Воронежского института МВД России, 2010. – № 2. – С. 115-123.

17. Шкелев Е.И., Земнюков Н.Е. // Изв. вузов. Радиофизика. 2010. – Т. 53. – № 2. – С. 134.

18. Шкелев Е.И., Кисляков А.Г., Лупов С.Ю. // Изв. вузов. Радиофизика. Т.45. – № 5. – С 433.

19. Воробьев В.И., Грибунин В.Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. – СПб: ВУС, 2009. – 325 с.

20. Mallat S. A Theory For Multiresolution Signal Decomposition: The Wavelet Representation / / IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1989. – Vol. 11. – P. 674-693.

21. Shapiro J. Embedded Image Coding Using Zerotrees Of Wavelet Coefficients // IEEE Transactions on Signal Processing, 1993. – Vol. 41, No. 12.

22. Said A., Pearlman W. A New Fast And Efficient Image Codec Based On Set Partitioning in Hierarchical Trees / / IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 1996. – Vol. 6. – P. 243-250.

23. Antonini M., Barlaud M., Mathieu P., Daubechies I. Image Coding Using Wavelet transform / / IEEE Transactions On Image Processing, 1992. – Vol. 1, № 2. – P. 205-220

ДОДАТКИ

ДОДАТОК А

Підвищення ефективності заводозахисту системи керування платформою
робота

Перевірка на співпадання

Аркушів 1

2019

ДОДАТОК Б

Підвищення ефективності заводозахисту системи керування платформою
робота

Структурна схема системи

Аркушів 1

ДОДАТОК В

Підвищення ефективності завадозахисту системи керування платформою
робота

Схема реалізації синтезованого алгоритму цифрової фільтрації

Аркушів 1

ДОДАТОК Г

Підвищення ефективності заводозахисту системи керування платформою
робота

Структура обробки даних

Аркушів 1

ДОДАТОК Д

Підвищення ефективності завадозахисту системи керування платформою
робота

Швидке перетворення Фур'є на arduino мікроконтролері

Аркушів 1

2019

ДОДАТОК Е

Підвищення ефективності завадозахисту системи керування платформою
робота

Схема перекладу виходів ІС в третій стан по включення або виключення
живлення

Аркушів 1

ДОДАТОК Є

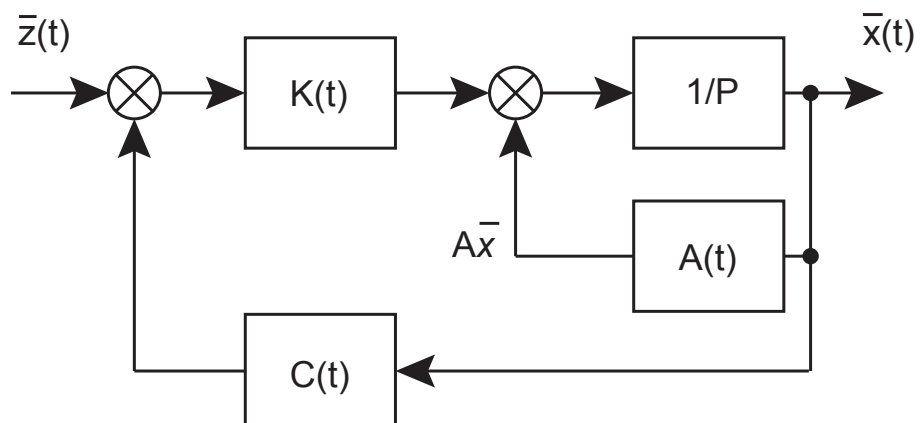
Підвищення ефективності заводозахисту системи керування платформою
робота

Особливості реалізації ЦФ на базі ПЛІС сімейств FLEX8000 і FLEX10K

Аркушів 1

2019

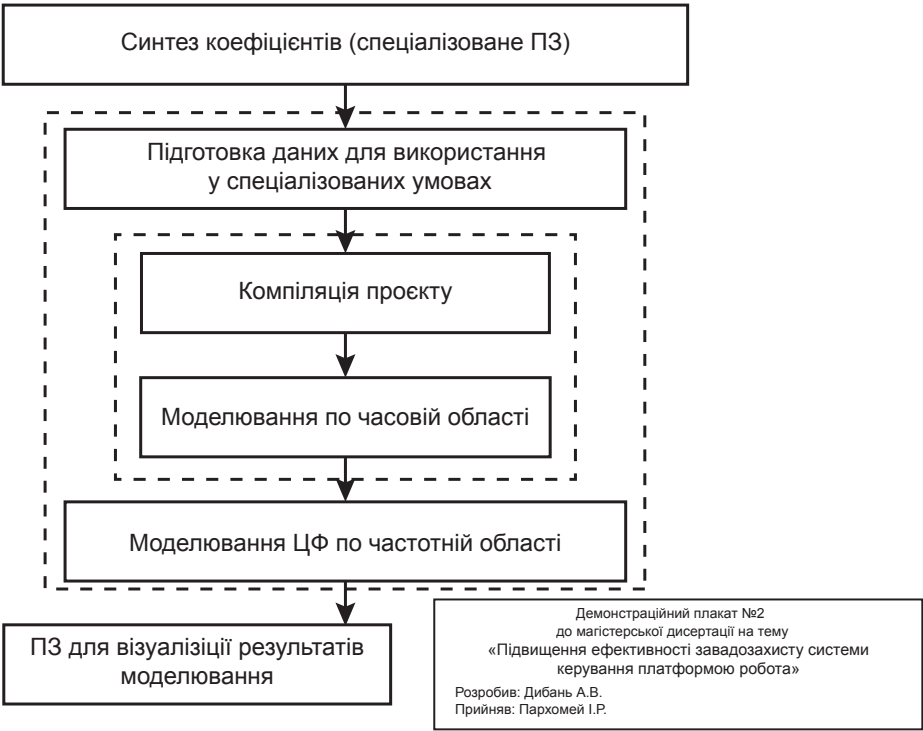
Структурна схема системи



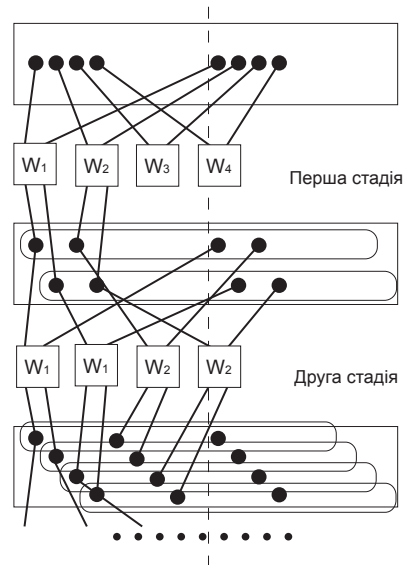
Демонстраційний плакат №1
до магістерської дисертації на тему
«Підвищення ефективності заводозахисту системи
керування платформою робота»

Розробив: Дибань А.В.
Прийняв: Пархомей І.Р.

Схема реалізації синтезованого алгоритму цифрової фільтрації



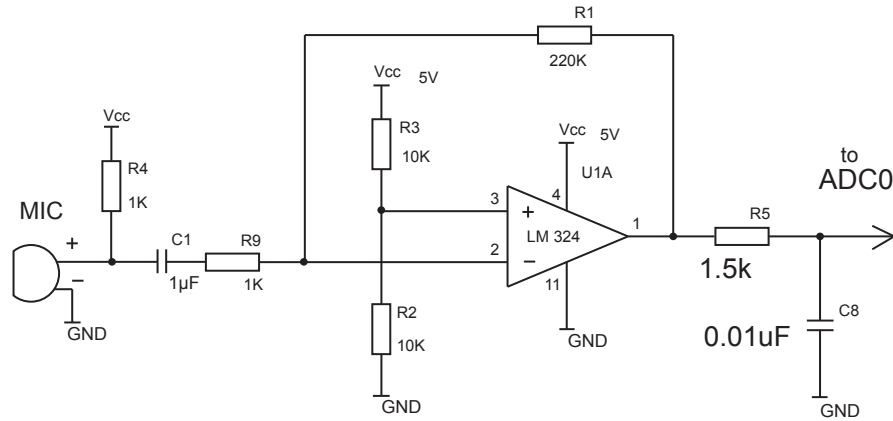
Структура обробки даних



Демонстраційний плакат №3
до магістерської дисертації на тему
«Підвищення ефективності заводозахисту системи
керування платформою робота»

Розробив: Дибань А.В.
Прийняв: Пархомей І.Р.

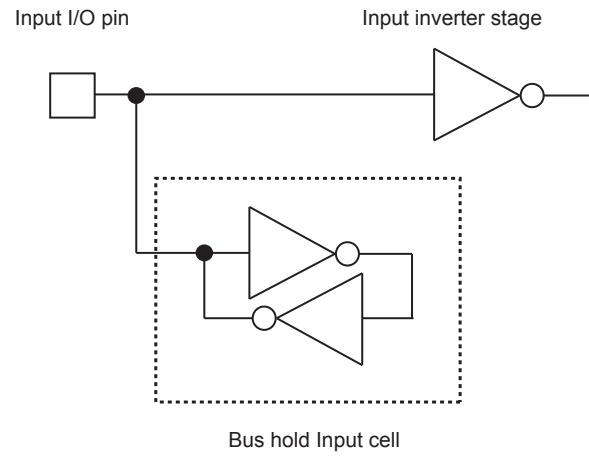
Швидке перетворення Фур'є на arm мікроконтролері



Демонстраційний плакат №4
до магістерської дисертації на тему
«Підвищення ефективності заводозахисту системи
керування платформою робота»

Розробив: Дибань А.В.
Прийняв: Пархомей І.Р.

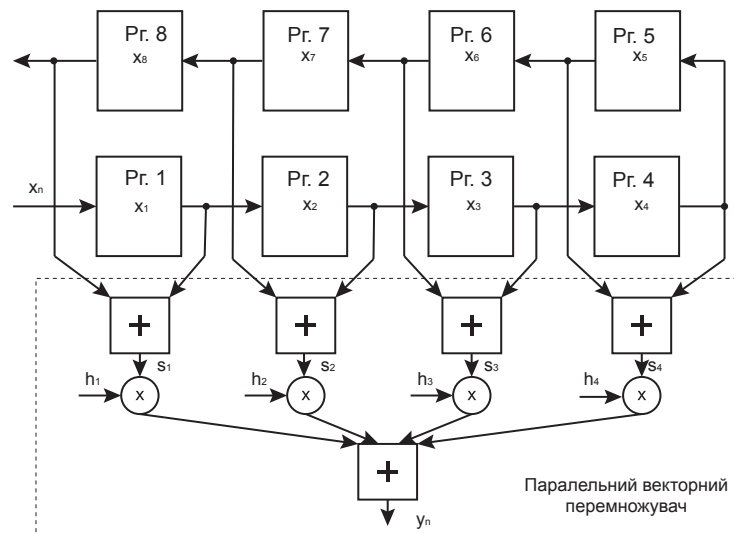
Схема перекладу виходів ІС в третій стан по включення або виключення живлення



Демонстраційний плакат №5
до магістерської дисертації на тему
«Підвищення ефективності заводозахисту системи
керування платформою робота»

Розробив: Дибань А.В.
Прийняв: Пархомей І.Р.

Особенности реализации ЦФ на базе ПЛИС семейств FLEX8000 и FLEX10K



Демонстраційний плакат №6
до магістерської дисертації на тему
«Підвищення ефективності заводозахисту системи
керування платформою робота»

Розробив: Дибань А.В.
Прийняв: Пархомей І.Р.